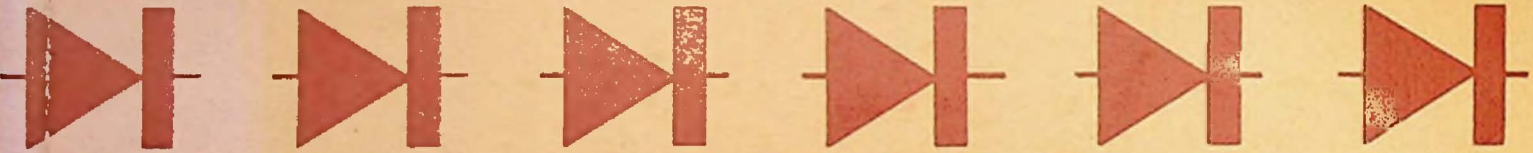
Buchreihe »Elektronik« 49



Bergtold

Triacs, Thyristoren 2

Reihe Elektronik 49

Fritz Bergtold

Triacs, Thyristoren 2

Verlag Frech Stuttgart-Botnang

ISBN 3-7724-0112-0

© 1971

Verlag und Druckerei M. Frech, Stuttgart-Botnang

Druck: Frech Stuttgart-Botnang

Vorwort

In diesem Buch handelt es sich vorwiegend um erprobte Thyristor- und Triac-Schaltungen, wie sie für kleinere Leistungen geeignet sind, also um Schaltungen, wie man sie im Rahmen der Werkstatt- und Haushalt-Elektronik benötigt bzw. mit denen man Steuer- und Regelprobleme zu lösen vermag. Ausführlich wurde hier auch auf den Betrieb an Gleichspannung eingegangen, da dieser eine recht beachtliche Bedeutung hat.

Die Funktion jeder Schaltung ist, soweit dies hier zweckmäßig sein dürfte, eingehend beschrieben. Zu jeder Schaltung sind außerdem Bemessungshinweise gegeben.

Die Schaltungen wurden so ausgewählt und behandelt, daß die Leser mit dem Studium des Buches über die einzelne Schaltung hinaus mit den Thyristoren und Triacs, sowie mit deren Einsatz in der Praxis allgemein vertraut gemacht werden.

Besonderen Nutzen vermag dieses Buch zu stiften, wenn man sich außer mit ihm auch mit dem Buch „Triacs und Thyristoren 1" (Grundlagen) befaßt. Eigentlich sollte man sein Studium mit den Grundlagen beginnen. Doch ist es je nach Veranlagung des Lesers mitunter angebracht, sich entweder erst nachträglich mit den Grundlagen zu befassen oder im Einzelfall auf die Grundlagen zurückzugreifen. Dabei ist es günstig, daß beide Bücher mit ausführlichen Stichwortverzeichnissen versehen sind und die Stichworte an den nachzuschlagenden Stellen mit ihrem dortigen Fettdruck sofort ins Auge fallen.

F. Bergtold

Inhalt aus Band 1

Der Thyristor
Der Triac
Thyristor und Triac als einfache Schalter
Trigger zum Starten des Stromdurchgangs
Stromflußwinkel-Beeinflussung und Wellenpaketsteuerung
Der Hysterese-Effekt
Triac und Thyristor als Wechselstrom-Schalter für induktive Last
HF-Störungen wirksam bekämpft
Bekanntschaft mit der Thyristor-Tetrode
Sachverzeichnis

Inhalt

Triac-Schaltungen für Dimmer 7

Steuern mit Thyristoren bei Anschluß an Wechselspannung 18

Thyristor im Betrieb an Gleichspannung 25

Integrierte Schaltung zum Steuern von Thyristoren und Triacs 45

Zwei mit Triacs arbeitende Dämmerungsschalter 54

Thyristor-Temperaturregelschaltung 60

Thyristor-Motor-Zündschaltung 64

Drei Motor-Steuerschaltungen mit Triacs . . . 67

Schaltungen mit Thyristor-Tetroden 72

Sachverzeichnis 79

Triac-Schaltungen für Dimmer

Dimmer

Unter einem Dimmer versteht man eine Steuereinrichtung, die zum Beeinflussen der Helligkeit einer elektrischen Beleuchtung dient. Dabei wird stetig (stufenlos) mit Ändern des Stromflußwinkels gesteuert.

Starten des Stromdurchganges durch den Triac

In Dimmern startet man den Stromdurchgang jeweils mit einem Impuls, der sich aus dem Entladen eines Kondensators ergibt.
Man erreicht für Triac-Schaltungen, die als Dimmer dienen sollen, saubere Impulse heute vorwiegend unter Zuhilfenahme von Diacs.

Die Netzspannung

Durchweg werden hier 220 V vorausgesetzt. Das ist der bei uns übliche Nenn-Effektivwert der Netzwechselspannung. Dafür gelten als Frequenz 50 Hz. Für weit höhere Frequenzen sind Triacs ungeeignet.
Die Netzspannung kann schwanken. Man muß deshalb damit rechnen, daß der Netzspannungs-Effektivwert möglicherweise bis auf etwa 240 V ansteigt. Dazu gehört ein Scheitelwert vom ungefähr 1,4fachen, d. h. von rund 340 V. Für die hier beschriebenen Schaltungen kommen deshalb durchweg 400-V-Triac-Typen in Betracht.

Über die nachstehend behandelten Schaltungen

Diese Schaltungen sind insbesondere zum Schalten von Glühlampen ausgelegt. Man kann sie aber auch zum Schalten anderer Wirklasten verwenden.
Wenn es sich, wie bei Leuchtstoffröhren, um das Schalten von Stromkreisen mit größeren induktiven Anteilen — d. h. um das Schalten induktiver Lasten — handelt, muß man sich gegen das Auswirken dabei auftretender Überspannungen und Spannungssprünge sichern. Das tut man, indem man zwischen Anschluß 1 und Anschluß 2 des Triacs die Reihenschaltung eines Kondensators (Kapazität 100 nF bis 1 µF) mit einem Widerstand (Widerstandswert 50 Ω bis 100 Ω) einfügt. Der Kondensator muß eine Wechselspannung mit einem Scheitelwert von wenigstens 350 V aushalten können.
Mit Bezug auf Leuchtstoffröhren hat man noch einige

andere Punkte zu beachten. Sie werden gegen Schluß dieses Kapitels erörtert.

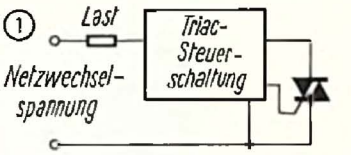
Gesteuerte Triacs können bereits in Stromkreisen mit Wirkwiderständen (d. h. z. B. von Glühlampen) Rundfunkstörungen bewirken. Man vermeidet solche Störungen mit einer aus einer Induktivität und einem Kondensator bestehenden Entstörschaltung (z. B. in der Schaltung nach Bild 5 L_1 und C_3).

Für das Schalten von **Glühlampen** muß beachtet werden, daß deren Kaltleitwerte zehn- bis fünfzehnmal so hoch sind wie deren Betriebsleitwerte und daß es bei »**Durchbrennen**« eines Glühlampenfadens in dem Glühlampenkolben zu einem **Lichtbogen** kommen kann. Hiermit ergeben sich noch höhere Stoßströme. Es ist daher nötig, die Triacs hierfür so auszuwählen, daß sie dementsprechend hohe Spitzenströme aushalten. Der Stoßgrenzstrom-Scheitelwert für eine 50-Hz-Sinushalbwelle ist üblicherweise in den Datenlisten angegeben.

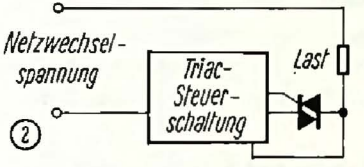
Die Schaltpläne der Triac-Schaltungen sind uneinheitlich. Die **Bilder 1 ... 3** zeigen die gebräuchlichen Schaltplan-Anordnungen. Im folgenden sind die Schaltpläne meistens gemäß Bild 3 dargestellt.

Das Steuerungsprinzip

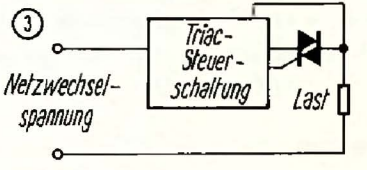
Für Stromflußwinkelsteuerung (Phasenschnittsteuerung) muß das Erreichen der Kippspannung bei der der Kondensator-Entladestromimpuls einsetzt, einstell-



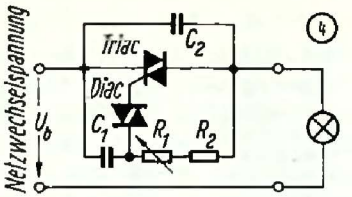
Insbesondere in USA -Veröffentlichungen gebräuchliche Anordnung der Schaltzeichen des Lastwiderstandes, der Triac-Steuerschaltung und des Triac im Schaltplan einer Triac-Schaltung.



Eine zweite ebenfalls anzutreffende Anordnung der Schaltzeichen des Lastwiderstandes, der Triac-Steuerschaltung und des Triac im Schaltplan.



Die hier des weiteren vorzugsweise zugrundegelegte Anordnung der Schaltzeichen in Triac- sowie entsprechend auch in Thyristor-Schaltplänen.



Eine einfache Triac-Dimmerschaltung mit dem Kondensator C_2 zum Abschwächen von Rundfunkstörungen.

Schaltteilliste zu Bild 4

Für 220 V, 50 Hz gelten z. B.

R_1	Einstellwiderstand, linear	100 kΩ	0,5 W
R_2	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,5 W
C_1	Kunststoff-Folienkondensator	200 nF	125 V
C_2	Metallpapierkondensator	100 nF	400 V
Di_1	Diac, z. B. Texas Instruments	TI 43	
Tr_1	Triac, höchstzulässiger Strom je nach Last, Spannung		400 V

bar verzögert werden. Das erreicht man, indem man den bereits erwähnten Kondensator (mit der Netzwechselspannung während jeder ihrer Halbwellen) über einen Widerstand mit einstellbarem Wert aufladen läßt. Je höher der eingestellte Widerstandswert ist, desto länger dauert es ab Beginn jeder Wechselspannungs-Halbwelle bis die Kippspannung des Diac erreicht ist und mit dem ihn nun durchfließenden Kondensator-Entladestrom der Stromdurchgang durch den Triac gestartet wird. Dementsprechend kleiner fällt der Stromflußwinkel aus und desto geringer wird der Strom-Effektivwert.

Eine ganz einfache Schaltung

Bild 4 enthält den Schaltplan. Die Schaltung umfaßt lediglich sechs Bauelemente. Davon sind unbedingt nur vier notwendig, nämlich

R_1 der Widerstand mit dem einstellbaren Wert,

C_1 der Kondensator, mit dessen Entladestromimpuls der Stromdurchgang durch den Triac gestartet wird,

Di_1 der Diac, der hier als Kippelement dient, und

Tr_1 der Triac.

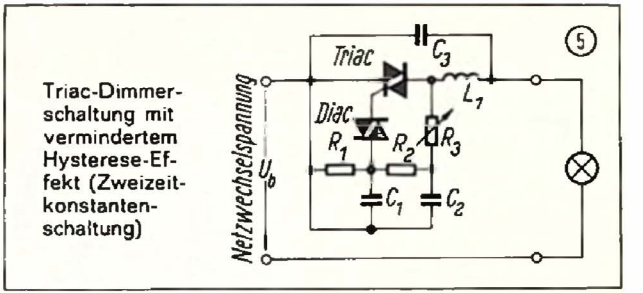
Am Widerstand R_1 wird der Stromflußwinkel eingestellt. Der Kondensator C_1 liefert beim Überschreiten der Kippspannung des Diacs den Start-Impuls. Der Widerstand R_2 hat nur den Zweck, zu verhindern, daß ein insgesamt zu niedriger Widerstandswert eingestellt werden kann. Der Kondensator C_2, der induktivitätsarm sein muß, wirkt den schon erwähnten Rundfunkstörungen entgegen.

Der Ladestrom des Kondensators C_1 geht bei positivem Augenblickswert der Netzwechselspannung U_b vom oben eingetragenen Netzpol zum links dargestell-

ten Kondensatorbelag und vom anderen Kondensatorbelag über ($R_1 + R_2$) sowie über die als Glühlampe eingezeichnete Last nach dem anderen Netzpol. Bei negativen Augenblickswerten der Netzwechselspannung nimmt der Kondensator-Ladestrom (bis zum Starten des Stromdurchgangs durch den Triac) denselben Weg, aber natürlich in entgegengesetzter Richtung. Der Kondensator-Entladestrom schließt sich über den Diac und die Starter-Anschluß-1-Strecke des Triac.

Solange der Triac noch blockiert ist, tritt zwischen seinen Anschlüssen 1 und 2 sowie an dem Kondensator C_2 der volle Netzwechselspannungs-Augenblickswert auf.

Der aus R_1, R_2 und C_1 gebildete Teil der Dimmerschaltung wird auch als **Zeitglied** bezeichnet, weil man an ihm den Zeitpunkt des Stromflußwinkel-Beginns einstellt.



Triac-Dimmerschaltung mit vermindertem Hysterese-Effekt (Zweizeitkonstantenschaltung)

Schaltteilliste zu Bild 5

R_1	≈ 22 kΩ, 0,5 W	C_1	≈ 100 nF, 125 V
R_2	≈ 6,8 kΩ, 2 W	C_2	≈ 100 nF, 400 V
R_3	≈ 250 kΩ, 0,5 W, linear	C_3	≈ 100 nF, 400 V
L_1	≈ 100 µH	Di_1	z. B. RCA 40583
Tr_1	z. B. RCA 40430 oder 40486		

Eine etwas verbesserte Schaltung

Sie wird mit **Bild 5** veranschaulicht. Besser ist darin zunächst einmal der Schutz gegen Rundfunkstörungen: Zusätzlich zu dem Kondensator C_3 wirkt diesen Störungen die Störschutzdrossel L_1 entgegen.

Ob die **Störschutzdrossel** wie hier auf die Seite des Triac-Anschlusses 2 oder auf die Seite des Triac-Anschlusses 1 zu legen ist, hängt davon ab, welcher dieser beiden Anschlüsse mit dem Kühlkörper bzw. mit dem Chassisblech den besseren Wärmekontakt und damit auch die bessere elektrische Verbindung hat.

Außerdem sind hier für die Kippschaltung zwei Kondensatoren vorgesehen. Damit hat es folgende Bewandtnis:

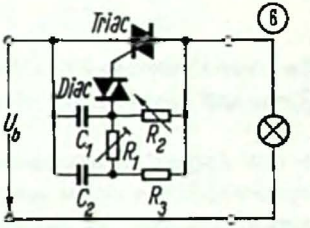
In der Schaltung nach Bild 4 kann man beim Einschalten kleine Stromflußwinkel leider nicht erreichen. Erstmalig ergibt sich beim Einschalten zwar ein kleiner Stromflußwinkel. Der Kondensator C_1 wird nämlich beim Kippen des Diac teilentladen. Er hat deshalb zu Beginn der folgenden Netzspannungs-Halbwelle noch eine Ladung. Während es sich für die erste Halbwelle um ein volles Umladen des Kondensators C_1 handelt, braucht der Kondensator jetzt nur weniger umgeladen zu werden. Das erspart Zeit: Um diese Zeitspanne wird das Kippen früher bewirkt. Das vergrößert den Stromflußwinkel. Folglich kommt es in einer einfachen Schaltung (Beispiel die Schaltung nach Bild 4) gleich nach dem Einschalten zu einem großen Stromflußwinkel. Diesen kann man nachträglich verringern. Man ist daher in der Lage, das nach dem Einschalten zu helle Licht wieder zu dämpfen.

Das mit dem zu hell einsetzenden Licht gekennzeichnete Auswirken der Kondensator-Teilentladung bezeichnet man als **Hystereseeffekt.** Dieser wird mit dem zweiten Kondensator C_2 abgemildert: Er gleicht über R_2 das Teilentladen des Kondensators etwas aus.

Eine solche Dimmer-Schaltung mit zwei Kondensatoren und den hierzu gehörenden Widerständen im Zeitglied heißt mitunter **»Zweizeitkonstantenschaltung«.**

Eine Variante zu der Schaltung nach Bild 5

Bild 6 betrifft diese Schaltung. Das Auswirken des zweiten *RC*-Gliedes (R_3, C_2) kann hier mit Einstellen des Widerstandes R_1 beeinflußt werden. Damit ist es



Triac-Dimmerschaltung, ähnlich der Schaltung nach Bild 5. Es handelt sich ebenfalls um eine Zweizeitkonstantenschaltung für verminderten Hysterese-Effekt.

Schaltteilliste zu Bild 6

R_1	Abgleichwiderstand	200 kΩ	0,5 W
R_2	Einstellwiderstand, linear	120 kΩ	0,5 W
R_3	Schichtwiderstand	200 kΩ	0,5 W

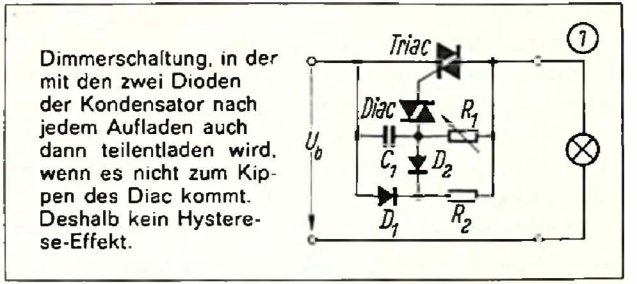
Kunststoff-Folienkondensatoren

C_1	100 nF	125 V
C_2	100 nF	400 V
Di_1	Diac, z. B. General Electric	ST 2
Tr_1	Triac, Strom je nach Last	400 V

möglich, günstige Verhältnisse zu erreichen. An dem Widerstand R_2 wird der Stromflußwinkel gewählt.
Diese Schaltung ermöglicht es, die Leistung vom 0,05-fachen bis zum 0,95fachen der vollen Leistung, für die der Stromflußwinkel zu beiden Halbwellen jeweils volle 180° betragen würde, einzustellen.

Zwei von Hysterese-Effekt freie Schaltungen (Zwei- und Vierdiodenschaltung)

In den folgend beschriebenen Schaltungen wird der Hysterese-Effekt damit vermieden, daß Dioden auch beim Ausbleiben des Startens ein Entladen des Kondensators ermöglichen, der gemeinsam mit dem Ladewiderstand den Stromflußwinkel bestimmt.
Zunächst sei die Schaltung nach **Bild 7** betrachtet. Wir sehen uns an, wie sich in dieser Schaltung einerseits der Ladestrom sowie anderseits der Entladestrom des Kondensators bei positiven und negativen Halbwellen der Netzwechselspannung schließen:
Während der positiven Halbwelle der Netzwechselspannung U_b (in **Bild 7** oben eingetragener Netzpol positiv gegen dort unten eingetragenen Netzpol) gehen bei noch blockiertem Triac:
- der Kondensator-Ladestrom von dem oben eingetragenen Netzpol auf den im Bild links eingezeichneten Belag des Kondensators C_1 und von dem anderen



Dimmerschaltung, in der mit den zwei Dioden der Kondensator nach jedem Aufladen auch dann teilentladen wird, wenn es nicht zum Kippen des Diac kommt. Deshalb kein Hysterese-Effekt.

Schaltteilliste zu Bild 7

R_1	Einstellwiderstand, linear	500 kΩ	0,5 W
R_2	Schichtwiderstand	22 kΩ	2 W
C_1	Kunststoff-Folienkondensator	100 nF	125 V

Silizium-Dioden
D_1 400 V D_2 400 V
Di_1 Diac, z. B. General Electric ST 2
Tr_1 Triac, Strom je nach Last 400 V

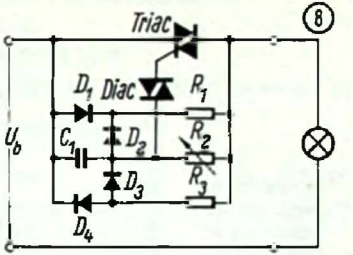
Belag durch den Widerstand R_1 sowie durch die Glühlampe nach dem anderen Netzpol, außerdem
- ein zweiter Strom über die Diode D_1, den Widerstand R_2 und die Glühlampe.

Die Diode D_2 ist währenddem gesperrt. Im Verlauf des eben geschilderten Kondensator-Aufladens hat nämlich die Spannung des Verbindungspunktes von D_1

mit R_2 gegen den Verbindungspunkt von C_1 mit R_1 positive Werte.

Ein Entladen des Kondensators C_1 bei ausgebliebenem Starten des Stromdurchgangs durch den Triac wird bei dieser Polung der Kondensatorspannung mit der Diode D_2 verhindert. Anders verhält es sich für die negative Halbwelle der Netzwechselspannung:
Ist der in Bild 7 unten eingetragene Netzpol gegen den anderen Netzpol positiv, so fließt der Kondensator-Ladestrom entgegengesetzt wie zuvor. Dabei unterbleibt ein Strom über R_2, weil sich beide Dioden für die hierzu gehörende Polung im Sperrzustand befinden. Der in Bild 7 rechts eingetragene Kondensatorbelag ist jetzt positiv. Es ergibt sich diesmal bei nicht gestartetem Triac ein Kondensator-Entladestrom über D_2 und R_2.
Ein Hysterese-Effekt ist hiermit vermieden. Jedoch ergeben sich für die positiven und negativen Halbwellen der Netzwechselspannung nicht völlig übereinstimmende Stromflußwinkel. Deshalb ist diese Schaltung nur für Wirklast gut geeignet.

Ein völliges Übereinstimmen der beiden Stromflußwinkel erreicht man, wenn man die Schaltung nach Bild 7 derart ergänzt, daß sie für die Halbwellen beider Vorzeichen symmetrisch wird. **Bild 8** zeigt die in solcher Weise ergänzte Schaltung. Sie ist frei vom



Vervollkommnung der Schaltung nach Bild 7: Hier ergeben sich im Gegensatz zu der Schaltung nach Bild 7 für beide Halbwellen der Netzwechselspannung übereinstimmende Bedingungen.

Schaltteilliste zu Bild 8

Schichtwiderstände

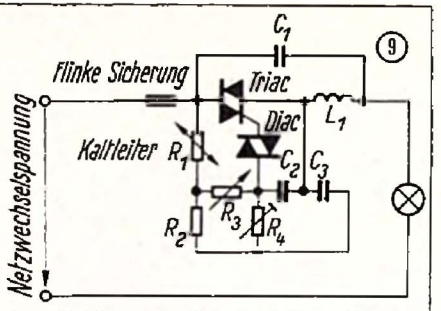
R_1	22 kΩ		2 W
R_3	22 kΩ		2 W
R_2	Einstellwiderstand, linear	500 kΩ	0,5 W
C_1	Kunststoff-Folienkondensator	100 nF	125 V

Siliziumdioden

D_1	400 V	D_2	400 V	D_3	400 V	D_4	400 V

Di_1	Diac, z. B. General Electric	ST 2
Tr_1	Triac, Strom je nach Last	400 V

Hysterese-Effekt und eignet sich für alle Arten von Lastwiderständen.
Für induktive Last überbrückt man den Triac mit der Reihenschaltung eines Kondensators von 100 nF mit einem Widerstand von 100 Ω.



Dimmerschaltung, die den Schaltungen nach Bild 5 und Bild 6 entspricht. Mit dem Kaltleiter wird bei erhöhter Temperatur der Stromflußwinkel verringert, was den Triac entlastet.

Bild 9 zeigt eine Schaltung, wie sie etwa den Schaltungen nach Bild 5 und Bild 6 entspricht. Eine im Prinzip gleiche Schaltung wird im Zusammenhang mit den Dimmern für Leuchtstofflampen behandelt.

Dimmer für Leuchtstofflampen

Bei der Netzfrequenz von 50 Hz müssen vor allem für Leuchtstofflampen mit Rücksicht auf ausreichende Flimmerfreiheit , beide Spannungshalbwellen ausgenutzt werden, womit die Lampen je Sekunde 100mal aufleuchten. Ein Beschränken auf das alleinige Ausnutzen von Spannungshalbwellen nur eines Vorzeichens würde ein unangenehmes Flimmern zur Folge haben. Bei Herabsetzen der Helligkeit würde das Flimmern wegen der dann noch längeren Pausen zwischen den Stromimpulsen ganz unerträglich.

Als Dimmerschaltungen für Leuchtstofflampen kann man durchweg die Schaltungen verwenden, wie sie für Glühlampen vorliegen. Empfehlenswert ist es dabei, den Triac stets wenigstens mit einem Kondensator (100 nF/400 V) oder noch besser mit der Reihenschaltung aus einem solchen Kondensator und einem Widerstand von ganz ungefähr 50 Ω zu überbrücken.

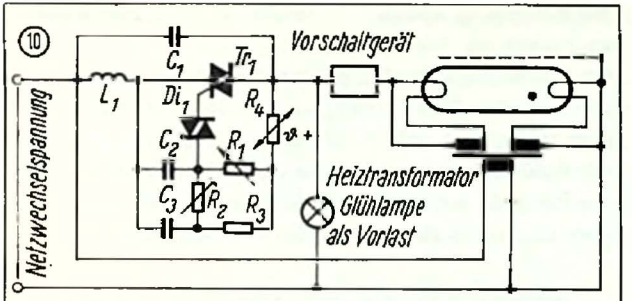
Schaltung für so verwendete Dimmer

Bild 10 zeigt den Schaltplan. Der linke Teil des Schaltplans betrifft einen Dimmer, wie er auch für Glühlampen in Betracht kommt. Der Dimmer ist mit einem Diac und einem Triac bestückt.

Die Tatsache, daß er — abgesehen vom Überbrükkungskondensator — zwei Kondensatoren C_2 und C_3 enthält, deutet auf abgeschwächten Hysterese-Effekt hin. Das heißt: Beim Übergang vom nicht leuchtenden Zustand der Lampe kommt es zu keinem störenden Helligkeitssprung. Die Lampenhelligkeit nimmt vielmehr schon beim Einschalten – dem Verstellen des Widerstandes R_1 gemäß – zu.

Nicht ganz üblich ist vielleicht der Kaltleiter R_4. Er hat den Zweck, den Thyristor bei beeinträchtigter Kühlung des Dimmers zu schützen:

Steigt die Temperatur im Innern des Dimmergehäuses



Dimmerschaltung für Leuchtstofflampen. Die eigentliche Dimmerschaltung, die der nach Bild 9 ähnelt, kann auch für Glühlampen verwendet werden. Für Leuchtstoffröhren braucht man zusätzlich zu dem Vorschaltgerät einen Heiztransformator mit zwei getrennten Ausgangswicklungen und eine Vorlast.

über die Temperatur an, bei der der Kaltleiterwiderstand stark zuzunehmen beginnt, so wird damit das während jeder Spannungshalbwelle stattfindende Aufladen des Kondensators C_2 verzögert. Die Folgen sind ein Abnehmen des Stromflußwinkels und damit schließlich ein völliges Unterbrechen des Triac-Stromes.
Neben der Dimmerschaltung ist eine Glühlampe eingetragen. Sie stellt eine Vorlast dar, auf die noch eingegangen wird.
Der rechte Teil des Bildes 10 betrifft die Leuchtstofflampenschaltung, in der der Heiztransformator auffällt.

Beispielsweises Bemessen der Bauelemente der Schaltung nach Bild 10

Für eine Netzwechselspannung von 220 V kommen in Frage

R_1	500 kΩ	R_3	200 kΩ	C_3	100 nF
R_2	200 kΩ	R_4	Kaltleiter P 350 E1	L_1	100 µH
C_1	100 nF	C_2	100 nF		

Art der Leuchtstofflampen

Die Pausen zwischen den Stromimpulsen könnten, insbesondere bei Einstellen kleiner Stromflußwinkel, doch ein noch als störend empfundenes Flimmern zur Folge haben.
Dieses Flimmern wird mit dem Nachleuchten des Leuchtstoffbelages der Leuchtstoffröhren abgeschwächt.
Die Leuchtstofflampen haben voneinander verschiedene **Nachtleuchtdauer**. Diese ist bei Warmtonlampen größer als bei Tageslichtlampen. Deshalb wird man in Verbindung mit Dimmern nach Möglichkeit den Warmtonlampen den Vorzug geben.
Für die Warmtonlampen spricht außerdem, daß bei reduzierter Helligkeit deren Licht angenehmer empfunden wird als das mehr nach Blau hin tendierende Licht der Tageslichtlampen.

Lampenleistung und Vorschaltgerät

25-W-Lampen und 40-W-Lampen können auch bei Verwenden von Dimmern mit den normalerweise dafür vorgesehenen Vorschaltgeräten verwendet werden. 65-W-Lampen erfordern spezielle Vorschaltgeräte.

Zündhilfe

Kleine Stromflußwinkel bedeuten relativ lange Pausen zwischen je zwei Stromimpulsen. Das beeinträchtigt die Sicherheit des Zündens. Wohl wirkt dem Auswirken der langen Pausen das das Zünden unterstützende schroffe Einsetzen des Stromes nach jeder Pause entgegen. Doch genügt dies nur für Direkt- und Rapidstartlampen, die mit Zündstreifen ausgerüstet sind. Andere Lampen überzieht man mit einem weitmaschigen Drahtgitter, das gemäß Bild 10 angeschlossen wird.

Elektrodenheizung

Leuchtstofflampen benötigen im Betrieb geheizte Elektroden. Das Heizen wird beim Starten mit einem über den Starter fließenden Heizstrom bewirkt und ergibt sich anschließend bei nicht gedrosselter Helligkeit aus dem Ionenaufprall auf die Elektroden. Dieser genügt jedoch bei verminderter Helligkeit — wegen des dann schwächeren Stromes — nicht mehr zum ausreichenden Heizen der Elektroden.
Das macht bei Stromflußwinkel-Steuerung einen Heiztransformator erforderlich, an den die Elektroden anzuschließen sind (Bild 10). Dieser Heiztransformator muß natürlich zwei getrennte Ausgangswicklungen (je eine für jede der beiden Elektroden) haben. Die Ausgangsspannung soll je Ausgang 6 V betragen.

Vorlast (Grundlast)

Will man die Helligkeit sehr weit heruntersteuern, so käme man dabei bis auf die Triac- bzw. Thyristor-Haltestromwerte. Um das zu vermeiden, legt man parallel zu der Reihenschaltung aus Vorschaltgerät und Leuchtstofflampe einen Widerstand oder eine Glühlampe (z. B. 15 W).

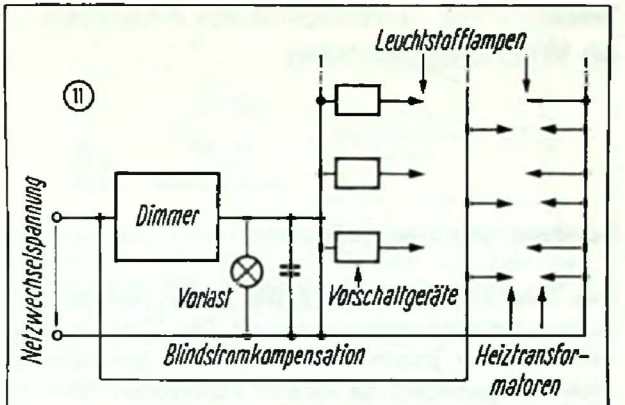
Blindstromkompensation

Zum Kompensieren des Blindstromes sind beim Betrieb der Lampen über Dimmer ausschließlich Parallelkondensatoren zulässig.
Natürlich kann man mit den Kondensatoren volle Kompensation nur für einen Stromflußwinkel erreichen. Die größten Kapazitäten benötigt man für eine Kompensation des Blindstroms beim maximalen Strom-

flußwinkel. Damit ergibt sich für verringerten Stromflußwinkel eine Überkompensation.
Diese kann in größeren Anlagen zu Störungen führen. Man wird also in solchen Anlagen dafür sorgen, daß die Blindstromkompensations-Kondensatoren beim Herabsetzen der Helligkeit teilweise außer Funktion gesetzt werden.

Mehrere Leuchtstofflampen an demselben Dimmer

Natürlich geht das ohne weiteres. Die bereits erwähnte Vorlast braucht in der Schaltung nur einmal enthalten zu sein.
Allerdings — auf zwei Punkte muß man dabei — neben dem der Auswahl des Triac- bzw. Thyristortyps, der für die zu beeinflussende Leistung ausreicht — doch noch achten:
Vor allem sollten die Leuchtstofflampen, die zusammen mit ihren Vorschaltgeräten an einem Dimmer in Parallelschaltung betrieben werden, möglichst gleiches Verhalten zeigen. Man schalte also nur Lampen gleicher Leistung, gleichen Typs, gleichen Fabrikats und etwa gleicher Benutzungsstundenzahl nebeneinander.
Außerdem ist eine gewisse Einbrennzeit (einige Stunden) erforderlich, wenn die Beleuchtung dann sofort einwandfrei funktionieren muß.
Bild 11 deutet schematisch eine Schaltung an, in der



Dimmer zum gemeinsamen Steuern mehrerer Leuchtstofflampen mit Blindstromkompensationskondensator und Vorlast.

mehrere Leuchtstofflampen über einen Dimmer gemeinsam gesteuert werden.

Absicherung

Normale Sicherungen sind für Thyristoren und Triacs kein Schutz. Ihre Trägheit ist zu groß. Man benötigt hierfür **superschnelle Sicherungen.**

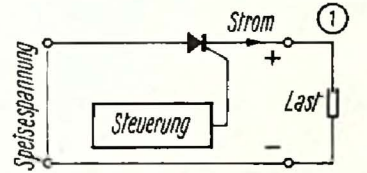
Steuern mit Thyristoren bei Anschluß an Wechselspannung

Schaltung mit nur einem Thyristor

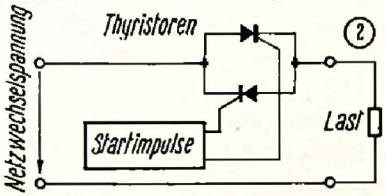
Das Schaltungsprinzip zeigt **Bild 1.** Die Speisespannung ist die Netzwechselspannung. Der Thyristor wird während jeder positiven Wechselspannungshalbwelle einmal aufgesteuert. Es handelt sich hierbei um eine **gesteuerte Gleichrichterschaltung,** und zwar um **Einwegbetrieb (Halbwegbetrieb).**
Bei fehlender oder geringer Kapazität im Laststromkreis ist der **Laststrom lückend:** Die Stromlücken entsprechen bei vollem Stromflußwinkel einer Halbperiode und nehmen mit Reduzieren des Stromflußwinkels zu. Bei hoher Induktivität im Laststromkreis können sie für die Last mit einer **Freilaufdiode** vermieden bzw. vermindert werden.

Zwei antiparallele Thyristoren

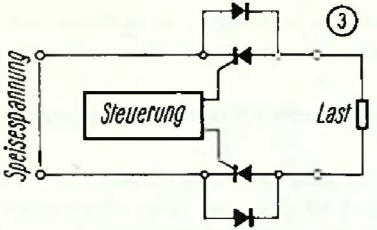
Bild 2 veranschaulicht die Prinzipschaltung. Die beiden Thyristoren werden so gesteuert, daß für den einen Thyristor während der positiven Halbwellen der Speisewechselspannung jeweils derselbe Stromflußwinkel gilt wie für den anderen Thyristor während der negativen Halbwellen.
Infolgedessen fließt bei Sinusverlauf der Speisewechselspannung und einem Stromflußwinkel von 180 °



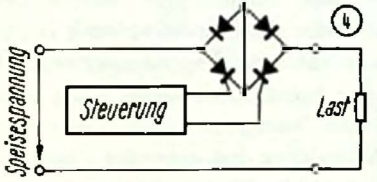
Ein-Thyristor-Steuerung bei Anschluß an eine Wechselspannung. Von dieser Speisespannung wirken sich nur die Halbwellen aus, die der Strom-Durchlaßrichtung entsprechen. Es ergibt sich somit ein pulsierender Strom, d. h. die Summe aus einem Gleichstrom und einem Wechselstrom, dessen dem Gleichstrom entgegengesetzte Scheitelwerte denselben Betrag haben wie der Gleichstrom. Das bedeutet bei Lastwiderständen ohne Induktivität und Kapazität einen pulsierenden Strom.



Zwei antiparallel geschaltete Thyristoren. Der Laststrom ist ein Wechselstrom. Stromlücken ergeben sich mit Reduzieren des Stromflußwinkels

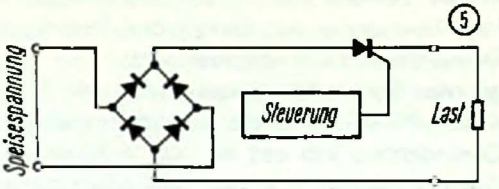


Antireihenschaltung zweier Thyristoren, deren jeder für seine Sperrichtung mit einer Ventildiode überbrückt wird. Der Laststrom ist ein Wechselstrom. Stromlücken ergeben sich wie in der Schaltung nach Bild 2 für reduzierten Stromflußwinkel. Der Lastklemmenspannungs-Augenblickswert ist um die Summe der Durchlaßspannung eines Thyristors und einer Ventildiode geringer als der Speisespannungs-Augenblickswert.



Eine Thyristorschaltung, die sich genau so auswirkt wie die Schaltung nach Bild 3. Es handelt sich um eine Brückengleichrichterschaltung (Graetzgleichrichter) mit zwei Thyristoren anstelle zweier Ventildioden. Die senkrecht eingetragene »Gleichstromdiagonale« wird von den Laststrom-Halbwellen in durchweg derselben Richtung durchflossen.

durch die Last ein Sinus-Wechselstrom. Bei Stromflußwinkeln unter 180 ° wechseln in der Last positive und negative Stromimpulse miteinander ab.



Kombination eines Thyristors mit einem Graetzgleichrichter in der Weise, daß Thyristor und Last als Reihenschaltung im »Gleichstromweg« liegen. Der Laststrom ist hierbei ein pulsierender Strom.

Antireihenschaltung

Man kann zwei Thyristoren auch gegeneinanderschalten, wobei man jeden dieser Thyristoren für die Gegenrichtung mit einem Ventil überbrücken muß. Damit kommt man zu den mit den **Bildern 3** und **4** gezeigten Schaltungen. Der Strom geht jeweils über den gerade durchgeschalteten Thyristor und über die ihm bezüglich der Stromrichtung zugeordnete Ventildiode. Der Laststrom ist in diesen Schaltungen ein Wechselstrom.

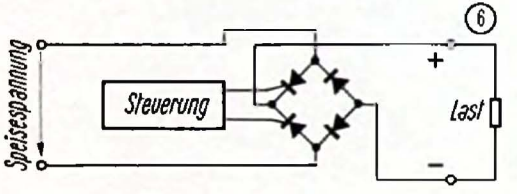
Thyristor im »Gleichstromweg«

In der Schaltung nach **Bild 5** wird der aufgesteuerte Thyristor von dem pulsierenden Ausgangsstrom des **Graetz-Gleichrichters** durchflossen. Dieser Strom ist

wegen des Fehlens der Kondensatoren eine Folge von Impulsen, wobei am Ende jedes Stromimpulses der Haltestromwert unterschritten wird.
Ebenso von Strom durchflossen wird der Thyristor, wenn man ihn allein in die »**Gleichstromdiagonale**« des Gleichrichters legt und die Last in Reihe mit dem Gleichrichter schaltet. Die Last wird dabei im Gegensatz zu der Schaltung nach Bild 5 von Wechselstrom durchflossen.

Thyristoren im Graetz-Gleichrichter

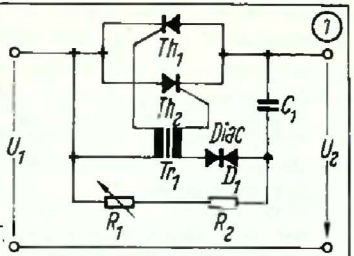
Die Prinzipschaltung zeigt **Bild 6.** Der Graetz-Gleichrichter besteht in diesem Fall aus zwei Ventil-Dioden und zwei Thyristoren. Die Thyristoren sind so angeordnet, daß sie wechselweise von denjenigen Stromimpulsen durchflossen werden, die den beiden Halbwellen der Netzwechselspannung zugeordnet sind.



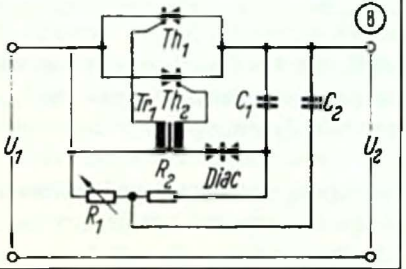
Variante zu der Schaltung nach Bild 4. Die Last liegt hier nicht wie im Falle des Bildes 4 mit der Gleichrichterschaltung in Reihe sondern in der »Gleichstromdiagonale« der Gleichrichterschaltung. Deshalb wird die Last hierbei von pulsierendem Strom durchflossen.

Ausgeführte Antiparallelschaltungen

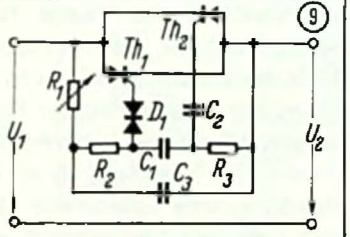
Es handelt sich hier — ebenso wie in der Schaltung nach Bild 2 — um zwei antiparallel geschaltete Thyristoren. Die Zeitpunkte, in denen die Thyristoren innerhalb der ihnen zugeordneten Halbperioden der Wechselspannung entsperrt werden, sind hier an dem Widerstand eines RC-Gliedes einstellbar.
Die **Bilder 7 . . . 9** zeigen Beispiele solcher Schaltungen. Jede dieser drei Schaltungen enthält jeweils einen **Diac** (eine **symmetrische Triggerdiode**) D_1. Diese Diode kann als Gegeneinanderschaltung zweier Kippdioden betrachtet werden. Dies wird mit dem hier gewählten Diacschaltzeichen besonders deutlich. Dieses Schaltzeichen hat dieselbe Bedeutung wie das Diacschaltzeichen in den Bildern des ersten Kapitels.
Die Schaltung nach **Bild 7** funktioniert so:
Mit Beginn der positiven Halbwelle der Netzwechselspannung U_1 wird der Kondensator C_1 einerseits über die Widerstände R_1 und R_2 sowie anderseits über den Lastwiderstand aufgeladen (dabei positiver Belag von C_1 in Bild 7 unten eingetragen). Das Aufladen setzt sich fort, bis die Kippspannung des Diac D_1 erreicht ist. Nun gibt der Diac D_1 einen Entladestromweg für



Einfache Schaltung für Stromflußwinkelsteuerung, antiparallel geschaltete Thyristoren. Es sind darin $R_1 = 200$ kΩ, linear, $R_2 = 2$ kΩ, $C_1 = 100$ nF, Tr_1 z. B. Siferrit-Schalenkern 26 x 16, 1100 N 22 ohne Luftspalt mit 2 x 150 Windungen 0,3 mm CuL.



Zweizeitkonstanten-Schaltung (verringerter Hysterese-Effekt) $R_1 = 2$ kΩ, linear $R_2 = 15$ kΩ, $C_1 = 50$ nF, $C_2 = 100$ nF, Tr_1 siehe Text zu Bild 7



Eine Schaltung ähnlich der Schaltung nach Bild 8 aber ohne Start-Impulsübertrager. $R_1 = 200$ kΩ, linear, $R_2 = 68$ kΩ, $R_3 = 680$ Ω, $C_1 = 20$ nF, $C_2 = 50$ nF, $C_3 = 100$ nF. Es entsprechen sich in beiden Schaltungen die Funktionen von C_1, R_1, R_2. Über C_2 wird bei Entladen von C_1 der Strom durch Th_2 gestartet.

den Kondensator C_1 frei. Der Entladestrom schließt sich über die eine Wicklung des Impuls-Übertragers Tr_1 und die Steuerelektroden-Katoden-Strecke des Thyristors Th_2. Da die Anoden-Katoden-Spannung dieses Thyristors jetzt positiv ist, wird der Thyristor Th_2 hiermit entsperrt.

Natürlich wirkt der Entladestrom-Impuls über die Ausgangswicklung des Impuls-Übertragers Tr_1 auch auf die Steuerelektroden-Katoden-Strecke des Thyristors Th_1 ein. Doch ändert das an dem Sperrzustand dieses Thyristors nichts: Anoden-Katoden-Spannung und Steuerelektroden-Impuls sind für Th_1 jetzt negativ.

Bei Einsetzen der negativen Halbwelle der Netzwechselspannung U_1 ist der Thyristor Th_2 bereits in den Sperrzustand zurückgefallen und der Thyristor Th_1 noch gesperrt. Der Kondensator C_1 wird nun so aufgeladen, daß der in Bild 7 oben eingetragene Belag gegen den anderen Belag eine positive Spannung annimmt. Wieder kommt es beim Erreichen der Durchbruchspannung des Diac D_1 zu einem Entladen des Kondensators.

Der Entladestrom fließt (wie zuvor) über die eine Übertragerwicklung und die Steuerelektroden-Katoden-Strecke des Thyristors Th_2.

Er kann diesen Thyristor jedoch nicht entsperren, weil für ihn die Anoden-Katoden-Spannung und der Impuls negativ sind.

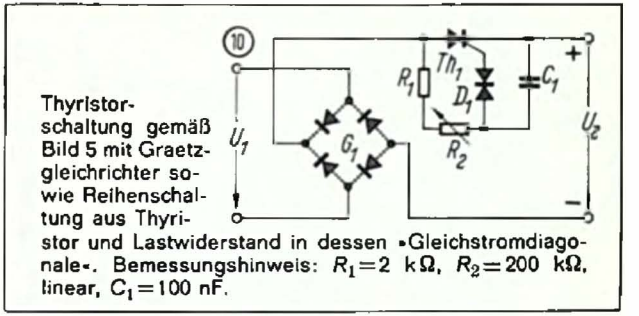
Übrigens muß der Thyristor so ausgebildet sein, daß

er den für ihn negativen Kondensator-Entladestrom-Impuls durchläßt. Man bezeichnet das als »**Thyristor mit geshunteter Steuerelektroden-Katoden-Strecke**« oder — dem USA-Ausdruck folgend — »**Thyristor mit kurzgeschlossenem Emitter**«. Der Entladestrom-Impuls wird über den Übertrager auch auf die Steuerelektroden-Katoden-Strecke des Thyristors Th_1 übertragen, dessen Anoden-Katoden-Spannung jetzt positiv ist. Hier kann sich der Impuls auswirken. Er entsperrt den Thyristor Th_1.

Der (Start-) **Impuls-Übertrager** besorgt hier nur die richtige gegenseitige Polung beider Starterspannungen. **Bemessung** siehe Unterschrift zu Bild 7.

Steuern eines pulsierenden Stromes

Hierbei wird aus dem Wechselstrom der pulsierende Strom in einem Graetz-Gleichrichter (G_1 in **Bild 10**) gewonnen. Aufgrund der pulsierenden Ausgangsspannung des Graetz-Gleichrichters ergibt sich während jeder halben Periode der Netzwechselspannung ein Aufladen des Kondensators C_1 über die Widerstände R_1 und R_2. Nach der am Widerstand R_2 einstellbaren Verzögerungszeit wird so die Kippspannung des Diac D_1 erreicht, wobei sich der Kondensator C_1 entlädt und damit den Thyristor entsperrt. Man beachte, daß U_2 während des Kondensator-Ladens den Wert Null hat, weil in dieser Zeit der Thyristor gesperrt ist. Beim



Thyristorschaltung gemäß Bild 5 mit Graetzgleichrichter sowie Reihenschaltung aus Thyristor und Lastwiderstand in dessen »Gleichstromdiagonale«. Bemessungshinweis: $R_1 = 2$ kΩ, $R_2 = 200$ kΩ, linear, $C_1 = 100$ nF.

Aufladen des Kondensators nimmt der in Bild 10 unten eingetragene Belag gegen den anderen Belag eine positive Spannung an.

Schaltung mit Thyristoren im Graetz-Gleichrichter

Hierfür setzt man in den Graetz-Gleichrichter anstelle von zwei der vier Ventile Thyristoren ein **(Bild 11).** Maßgebend für die Verzögerung sind da in erster Linie der Kondensator C_1 und der Widerstand R_1. Aufgrund der vorhergehenden Funktions-Beschreibungen, ist die Arbeitsweise dieser Schaltung leicht zu übersehen. Die Spannung U_2 ist — wie im Falle des Bildes 10 — eine pulsierende Spannung mit zwei Impulsen je Periode der Netzwechselspannung.

Bemessung des **Starter-Transformators** (des **Zündtransformators**) siehe z. B. Seiten 21 und 53.

Eine Schaltung, die einen besonders großen Strom-Einstellbereich ermöglicht, wird mit **Bild 12** dargestellt. Der darin enthaltene Transformator dient zum Speisen derjenigen Schaltung, die die Steuerspannung für die Thyristoren liefert. Der maximale Wert des Widerstandes R_3 muß wenigstens zehnmal so groß sein wie der Betrag der für die Netzfrequenz geltenden Reaktanz des Kondensators C_1.

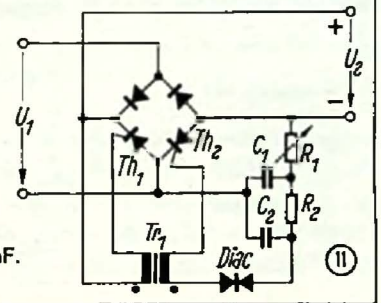
Wenn am Widerstand R_3 der Mindestwert eingestellt ist, kommt für das Steuern der Thyristoren die Spannung an der in Bild 12 unten eingetragenen Hälfte der Transformator-Ausgangswicklung zur Wirkung. Dabei besteht zwischen den Steuerspannungen und den Anoden-Katoden-Spannungen der Thyristoren Phasengleichheit, womit sich der maximale Laststrom ergibt.

Wenn vom Widerstand R_3 der Höchstwert eingestellt ist, steht als Speisespannung der Steuerschaltung die Klemmenspannung an der in Bild 12 oben dargestellten Hälfte der Transformator-Ausgangswicklung zur Verfügung. Diese Spannung ist zu den Anoden-Katoden-Spannungen der Thyristoren in Gegenphase. Dazu gehört für den Laststrom der Wert Null. Die Dioden D_3 und D_4 verhindern das Durchschlagen der Steuerelektroden-Katoden-Strecken der Thyristoren.

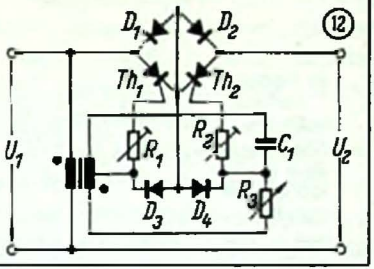
Das Steuern der Thyristoren unterscheidet sich im Prinzip von der sonst gebräuchlichen Impulssteuerung, bei der man mit Kondensator-Entladungen arbeitet.

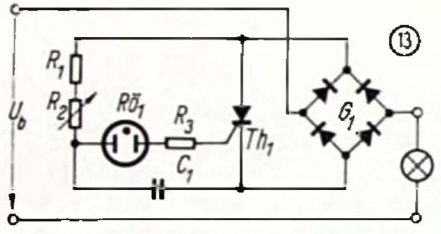
Eine dritte Möglichkeit, den Strom in einem Graetz-Gleichrichter zu beeinflussen, wird mit **Bild 13** veranschaulicht. In dieser Schaltung dient der Graetz-Gleichrichter nicht zum Gewinnen eines pulsierenden Laststromes, sondern nur dem Zweck, beide Strom-Halbwellen mit demselben Thyristor beeinflussen zu können. Der Laststrom ist in diesem Fall ein Wechselstrom.

Eine Schaltung, wie Bild 6 sie im Prinzip zeigt. Der Graetz-Gleichrichter ist aus zwei Ventildioden und zwei Thyristoren aufgebaut. Bemessungshinweis: $R_1 = 200\ k\Omega$, linear, $R_2 = 33\ k\Omega$, $C_1 = 100\ nF$, $C_2 = 50\ nF$.



Eine Schaltung entsprechend dem mit Bild 4 gezeigten Prinzip, das auch für Bild 3 gilt. Der Laststrom ist ein Wechselstrom.





In dieser Schaltung liegt der Thyristor mit dem ihn steuernden Schaltungsteil in der »Gleichstromdiagonale« des Graetzgleichrichters. Die Last ist mit dem Gleichrichter in Reihe geschaltet. Bemessungshinweis: $R_1 = 22$ kΩ, $R_2 = 150$ kΩ, linear $R_3 = 1$ kΩ, $C_1 = 100$ nF. Zwischen Starter und Katode des Thyristors wird gelegentlich eine Diode (mit Katode an Starter) eingefügt, um die Starter-Katoden-Strecke vor zu hohen negativen Spannungen zu schützen (z. B. Valvo BYX 10).

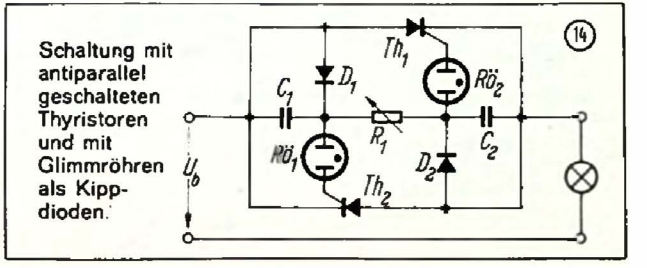
Die Thyristorschaltung legt man dabei an die Graetz-Gleichrichter-Anschlüsse, denen die Gleichspannungsseite zugeordnet ist. Die Spannung an dieser Stelle der Schaltung hat daher stets dieselbe Polung. Anstelle einer Triggerdiode, deren Kippspannung ausgenutzt wird, ist hier eine **Glimmröhre** mit Vorwiderstand eingesetzt. Entsperrt wird der Thyristor in diesem Fall ebenso wie in der zuvor behandelten Schaltung.

Bei gesperrtem Thyristor kann kein Laststrom fließen. Bei entsperrtem Thyristor schließt sich der Laststrom jeweils über zwei Ventile des Graetz-Gleichrichters unter Vermittlung des Thyristor-Stromzweiges. Es sei empfohlen, dies anhand des Bildes 13 zu verfolgen.

Besonders einfache Antiparallelschaltung

Bild 14 zeigt sie. Anstelle der Triggerdioden, wie sie in den Schaltungen gemäß den Bildern 7 . . . 9 enthalten sind, werden hier — entsprechend der Schaltung nach Bild 13 — Glimmröhren verwendet. Während der positiven Halbwelle der Speisespannung wird der Kondensator C_2 über die Diode D_1, den Widerstand R_1 und den (hier als Glühlampe eingetragenen) Lastwiderstand aufgeladen. Sobald die Kondensatorspannung den Zündwert der Glimmröhrenspannung erreicht hat, entlädt sich der Kondensator vom Zündwert auf den Brennwert der Glimmröhrenspannung. Der für den Thyristor Th_1 positive Entladestrom-Impuls steuert den Thyristor Th_1 in den Durchlaßzustand. Das dem genau entsprechende gilt für das Steuern des anderen Thyristors mit C_1 und D_2 statt mit C_2 und D_1.

Die Verzögerungszeit und mit ihr der Stromflußwinkel können am Widerstand R_1 eingestellt werden.



Schaltung mit antiparallel geschalteten Thyristoren und mit Glimmröhren als Kippdioden.

Thyristor im Betrieb an Gleichspannung

Einstellen der Stromwerte

Zum Einstellen des Stromes für eine an Gleichspannung betriebene Anordnung bestehen drei Möglichkeiten:

- Ändern der Urspannung der den Stromkreis speisenden Quelle,
- Verwenden eines einstellbaren Reihenwiderstandes, d. h. Ändern des Gesamtwiderstandes des Stromkreises, und
- periodisches Unterbrechen des Stromes mit variablem Verhältnis zwischen Stromflußzeit und Stromsperrzeit.

Ändern der Urspannung

Dies wird insbesondere ausgenutzt in Schaltungen, deren Gleichstromleistung man aus dem Wechselstromnetz gewinnt: Man ändert die Urspannung des Gleichstromkreises in diesen Fällen über den Stromflußwinkel des den Gleichrichterteil speisenden Wechselstromes.

Bei Batteriebetrieb kommt ein Ändern der Urspannung dann in Frage, wenn die Batterie aus einer größeren Zahl miteinander in Reihe liegender Zellen besteht und die Spannung mittels einer Schaltvorrichtung von einem beliebigen Teil dieser Zellen abgreifbar ist.
Falls es sich um nur geringe Leistungen handelt, kann man die für die Belastung in Betracht kommende Urspannung auch mit einem einstellbaren Spannungsteiler ändern. Bei einer Speisespannung U_b und einem Spannungsteiler mit den Teilwiderständen R_1 und R_2, wobei die Verbraucherspannung an R_2 abgegriffen wird, ergibt sich für den Verbraucher als Urspannung U_0:

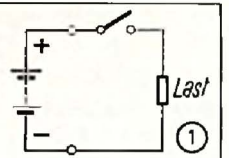
$$U_0 = U_b \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

zu einem Ausgangswiderstand des Spannungsteilers (dem Spannungsteiler-Quellwiderstand)

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Einstellbarer Reihenwiderstand

Dies ist das bisher bevorzugte Mittel zum Einstellen eines Stromes eines an Gleichspannung betriebenen Verbrauchers. Leider wird im Einstellwiderstand Leistung verbraucht. Der damit verursachte Verlust fällt um so stärker ins Gewicht, je weiter der Gleichstromwert herabgesetzt werden muß. Die hierbei als Ver-



Beeinflussen des Strom-Mittelwertes in einem an Gleichspannung betriebenen Stromkreises mit periodischem Öffnen und Schließen eines Schalters bei wählbarem Verhältnis zwischen Öffnungszeitspanne und Schließungszeitspanne des Schalters.

lust zu buchende Leistung kommt außerdem insofern unangenehm zur Geltung, als sie den Einstellwiderstand erwärmt. Die entstehende Wärmeleistung muß abgeführt werden, damit sich keine unzulässig hohen Temperaturen ergeben.

Schalter statt Vorwiderstand (Reihenwiderstand)

Den Strom-Mittelwert kann man, wie kurz angedeutet, bei Gleichspannungsbetrieb damit herabsetzen, daß man den Strom periodisch jeweils um so länger unterbricht, je geringer der Strom-Mittelwert sein soll **(Bild 1).** Der Stromwert springt dabei zwischen dem Wert Null und dem Maximalwert (bei ohmscher Last Urspannung : Stromkreis-Gesamtwiderstand) auf und ab **(Bild 2).**

Das periodische Unterbrechen geschieht im Prinzip mit einem Schalter. Ein mechanisch wirkender Schalter wäre dafür wegen seines trägen Verhaltens, wegen der Notwendigkeit des dauernden steuerbaren Antriebs und wegen des Abnutzens der Schaltkontakte kaum geeignet. Man verwendet deshalb hier anstelle eines mechanischen Schalters einen Thyristor. Mit ihm kann man bei elektrischem Steuern in rascher Folge schalten, wobei er sich nicht abnutzt.

Glätten des zeitlichen Verlaufs der Auswirkung

Ein Stromverlauf nach **Bild 2** kommt zustande, wenn es sich in der Schaltung nach Bild 1 um eine ohmsche Last handelt.

Nur sehr geringe Abweichungen von einem solchen Verlauf erhält man aufgrund des Temperaturkoeffizienten eines als Last vorhandenen Heizwiderstandes.

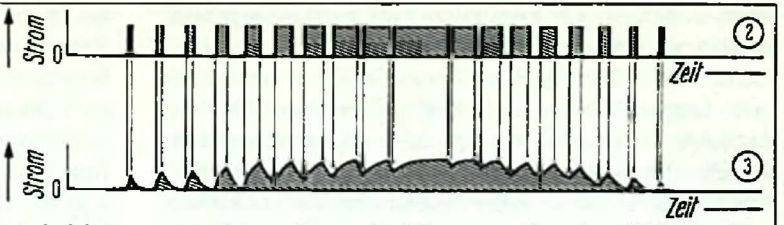
Die Temperatur des Heizwiderstandes aber hat hierbei einen zeitlichen Verlauf, der von dem des Stromes stark abweicht **(Bild 3).**

Während jeder Stromflußzeit steigt die Temperatur des Heizwiderstandes an. Während jeder Stromsperrzeit sinkt sie ab. Die Temperaturschwankungen fallen um so geringer aus, je höher die Frequenz der periodischen Stromunterbrechung ist, sowie je länger die **Erwärmungszeitkonstante** und die **Abkühlzeitkonstante** des Heizwiderstandes sind.

Eine solche Zeitkonstante ist mit dem Produkt aus der **Wärmekapazität** des erwärmten Körpers und dem **Wärmewiderstand** dieses Körpers gegen die Umgebung gegeben.

Das eben genannte Produkt stimmt natürlich mit dem

Beispiel für die Stromimpulse, die in einem durchweg ohmschen Stromkreis zustande kommen, wenn der Strom mit erst zunehmender und dann abnehmender Dauer fließt und die Zeitspannen, in denen der Strom gesperrt ist, dementsprechend abnehmen und dann zunehmen.



Beispiel für zeitlichen Stromverlauf in einem mit Induktivität behafteten Lastwiderstand, der mit einer Freilaufdiode überbrückt ist, wenn auf diesen Lastwiderstand eine Spannung mit einem zeitlichen Verlauf nach Bild 2 (aufgrund des Öffnens und Schließens eines Schalters gemäß Bild 1) einwirkt. Außerdem auch:
Beispiel für den zeitlichen Temperaturverlauf, wie er sich aufgrund eines zeitlichen Stromverlaufs nach Bild 2 in dem von diesem Strom durchflossenen ohmschen Widerstand (Schaltung Bild 1) ergeben kann.
Weiterhin: Beispiel für den zeitlichen Verlauf der Spannung an der Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes mit einem Kondensator, wenn auf diese Parallelschaltung (mit Öffnen und Schließen eines Schalters), mit einem zeitlichen Verlauf gemäß Bild 2, über einen Vorwiderstand eine Spannung einwirkt.

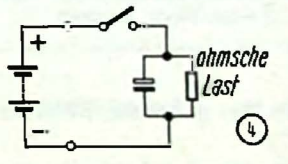
Verhältnis der **Wärmekapazität** zum **Wärmeleitwert** gegen die Umgebung überein.
Man kann eine solche Zeitkonstante auch ausdrücken als das Verhältnis des Produktes aus der **spezifischen Wärme** des Heizwiderstandsmaterials und der Heizleitermasse zu dem Produkt aus der **Wärmeabgabezahl** und dem Ausmaß der Heizwiderstandsoberfläche.

Glätten des zeitlichen Stromverlaufes selbst

Beim Speisen von Heizwiderständen stört ein zeitlicher Stromverlauf nach Bild 2 im allgemeinen nur wenig. Sonst aber kann man solche Sprünge des Stromwertes nicht immer in Kauf nehmen.

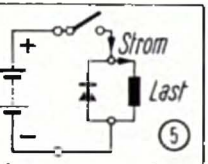
Wenn der Lastwiderstand ein ohmscher Widerstand ist, hilft man sich mit einem Kondensator. Der gemäß **Bild 4** der ohmschen Last parallel geschaltete Kondensator wird während jeder Stromflußzeit nachgeladen und speist während jeder Stromsperrzeit die Last.

Stromkreis mit Schalter gemäß Bild 1, aber mit einem Parallelkondensator zu der ohmschen Last. Die Rolle des in der Bildunterschrift zu Bild 3 erwähnten Vorwiderstandes übernimmt hier der hierfür als sehr hoch angenommene Ausgangswiderstand der als Quelle eingetragenen Batterie.

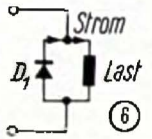


Falls es sich um stark induktive Last handelt, legt man parallel zur Last eine **Freilaufdiode (Bild 5)**.
Unter diesen Bedingungen kommt es zu einem zeitlichen Laststromverlauf nach **Bild 3.** Das entspricht dem zeitlichen Temperaturverlauf des Heizwiderstandes. Die der induktiven Last in Sperrichtung nebengeschaltete Diode ist während der Stromflußzeit ohne Einfluß und ermöglicht während der Stromsperrzeit ein Weiterfließen des Laststromes **(Bild 6).**

Eine mit erheblicher Induktivität behaftete Last in einem Stromkreis gemäß Bild 1. Mit zwei Pfeilspitzen angedeutet ist der Strom, der bei Schließen des (offen eingetragenen) Schalters über die Last geht. Hierbei ist die Ventildiode für einen Stromdurchgang gesperrt.



Nach Öffnen des Schalters kann der Laststrom über die Ventildiode weiterfließen und so allmählich abklingen. Die in dieser Weise benutzte Diode wird daher Freilaufdiode genannt.

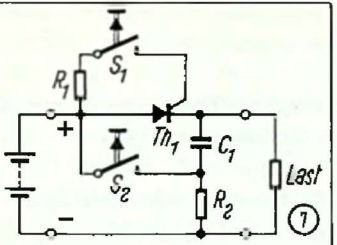


Die hier geltenden Zeitkonstanten

Wie für den zeitlichen Temperaturverlauf sind auch für den Laststromverlauf die Folgefrequenz der periodischen Stromunterbrechungen sowie zwei Zeitkonstanten maßgebend. Die Schwankungen werden mit zunehmender Folgefrequenz und Vergrößern der Zeitkonstanten schwächer.
Im Falle des Bildes 4 handelt es sich um die Ladezeitkonstante und Entladezeitkonstante des Kondensators. Eine solche Zeitkonstante ist mit dem Produkt aus der Kapazität des Kondensators und dem Widerstandswert des Lade- bzw. Entladestromweges gegeben.
Bezüglich der Bilder 5 und 6 hat man es mit den Zeitkonstanten zu tun, deren Werte man erhält, wenn man die im Stromweg vorhandene Induktivität durch den Widerstandswert des Stromweges (Bild 5 Quellen-Ausgangswiderstand mit Last-Reihenwirkwiderstand bzw. Bild 6 Last-Reihenwirkwiderstand und Dioden-Durchlaßwiderstand) teilt.
Man bezeichnet eine nach Bild 5 und 6 eingefügte Diode deshalb als **Freilaufdiode,** weil sie das freie Weiterfließen des Stromes während der Speisestrom-Sperrzeiten ermöglicht.

Thyristorschaltung im Prinzip

Die Schaltung nach **Bild 7** enthält zum Starten und Sperren des Stromdurchganges zwei Tastschalter. Bei Schließen des Schalters S_1 wird mit dem über den Widerstand R_1 fließenden Starterstrom der Stromdurchgang durch den Thyristor gestartet. Hiermit ist



Anstelle des in Bild 1 eingetragenen Schalters ist hier ein Thyristor Th_1 dargestellt. Der Thyristor wird mit Drücken der Taste S_1 durchgeschaltet und bleibt in diesem Zustand auch nach Loslassen der Taste. Der zum Durchschalten erforderliche Starterstrom geht über R_1, S_1 und die Last. Nach dem Durchschalten des Thyristors wird der Kondensator C_1 unter dem Einfluß der Last-Klemmenspannung über den Widerstand R_2 aufgeladen. Mit Drücken der Taste S_2 kommt es über den Thyristor Th_1 zu dem dort dem Laststrom entgegengesetzten Entladestrom des Kondensators C_1. Dabei sinkt der den Thyristor Th_1 durchfließende Gesamtstrom auf den Halterstromwert ab, womit der Thyristor in den Blockierzustand zurückfällt.

der Weg sowohl für den Laststrom wie auch für den Ladestrom des Kondensators C_1 freigegeben. Der Laststrom und der Kondensator-Ladestrom setzen praktisch sprunghaft ein. Der Ladestrom des Kondensators C_1 beginnt mit einem Wert, der aus der Lastklemmenspannung (Speisespannung vermindert um die hierbei häufig vernachlässigbare Thyristor-Durchlaßspannung) und dem Widerstandswert R_2 folgt. Dieser Strom sinkt dann gemäß der Zeitkonstante $C_1 \cdot R_2$ ab.

Drückt man (nach ausreichendem Aufladen des Kondensators C_1) den Tastschalter S_2, so tritt die Spannung des aufgeladenen Kondensators C_1 über den nun geschlossenen Schalter S_2 am Thyristor Th_1 sprunghaft als Gegenspannung auf.

Die erste Folge hiervon ist — aufgrund der im Thyristorsystem während dessen Durchlaßzustand vorhandenen beweglichen Ladungsträger — ein in Sperrichtung fließender, kurz andauernder Strom, den man **Ausräumstrom** nennt. (Er räumt die beweglichen Ladungsträger aus.)

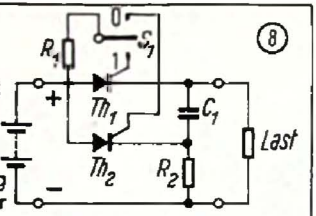
Die zweite, sich nach Abklingen dieses Stromes ergebende Folge ist das Sperren des Thyristors Th_1. Er bleibt gesperrt, bis die Taste S_1 von neuem gedrückt wird.

Der Kondensator C_1 hat, wie man sieht, die Aufgabe, den Thyristor zu sperren. Das Sperren wird immer noch oft mit dem altertümlichen »Löschen« bezeichnet. Daher nennen manche Leute diesen Kondensator **»Löschkondensator«. »Sperrkondensator«** ist hierfür ein besserer Ausdruck.

Statt zweiter Drucktaste ein Sperrthyristor

Hierzu gehört **Bild 8.** In diesem Schaltplan finden wir folgende, mit Bild 7 vorgestellte Teile wieder:

- die Batterie und den Lastwiderstand,



Schaltung nach Bild 7 so abgeändert, daß anstelle der Taste S_1 ein Schalter mit 3 Stellungen, und statt der Taste S_2 ein zweiter Thyristor (Th_2) eingesetzt sind. Dem Drücken der Taste S_1 in der Schaltung nach Bild 7 entspricht hier das (vorübergehende) Umlegen des Schalters S_1 in die Stellung 1. Dem Drücken der Taste S_2 in Bild 7 entspricht das Starten des Stromdurchgangs durch den Thyristor Th_2 mit (vorübergehendem) Umlegen des Schalters S_1 in die Stellung 0.

- den als Laststromschalter dienenden **»Schalterthyristor«** Th_1 mit dem Starterwiderstand R_1 und
- den Sperrkondensator C_1 mit seinem Ladewiderstand R_2.

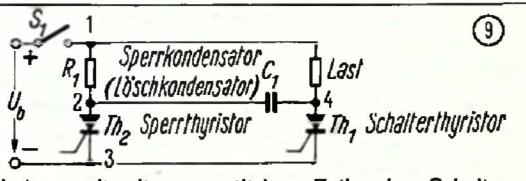
Der Schalter S_1 ist in der Schaltung nach Bild 8 ein Umschalter. Dessen Mittelstellung entspricht in der Schaltung nach Bild 7 nicht gedrückten Tastschaltern. Statt des in Bild 7 mit S_2 bezeichneten Schalters ist in Bild 8 ein **Sperrthyristor (Löschthyristor)** Th_2 eingetragen. Um den Laststrom fließen zu lassen, startet man mit Umlegen des Umschalters in die Stellung 1 den Stromdurchgang durch den Thyristor Th_1.

Um den Laststrom zu sperren, bringt man den Umschalter in die Stellung 0. Hiermit wird der Stromdurchgang durch den Thyristor Th_2 gestartet und so — wie beim Drücken des Tastschalters S_2 — in der Schaltung nach Bild 7 — die Spannung des aufgeladenen Kondensators C_1 zum Sperren des Schalterthyristors wirksam.

Einfachste Thyristorschaltung für Betrieb an Gleichspannung

Bild 9 enthält den Schaltplan. In diesem bedeutet Th_1 den Schalterthyristor, mit dem die Last geschaltet wird. Th_2 stellt den Sperrthyristor dar, über den der Entladestrom des Sperrkondensators C_1 geht. R_1 dient als Ladewiderstand, über den der Ladestrom des Kondensators C_1 fließt. Die Steuerschaltungen für die Thyristoren sind in dem Schaltplan beiseite gelassen.

Bei Schließen des Schalters S_1 sind beide Thyristoren zunächst blockiert. Bei dem mit einem Starterimpuls erreichten Entsperren des Schalterthyristors springt



Schaltung, die die wesentlichen Teile der Schaltung nach Bild 8 umfaßt. Die zum Starten des Stromdurchgangs durch die Thyristoren Th_1 und Th_2 erforderliche Steuerschaltung ist hier weggelassen. Der Schalter S_1 dient in dieser Schaltung nur dazu, die Schaltung an die Speisespannung zu legen. Er hat weder mit der Taste S_1 in der Schaltung nach Bild 7 noch mit dem Schalter S_1 nach Bild 8 etwas zu tun.

die Spannung U_{43} am Thyristor Th_1 vom Wert der Speisespannung U_b auf den Wert der Thyristor-Durchlaßspannung (ganz ungefähr 1 V) zurück. Gleichzeitig tritt am Lastwiderstand die um diese Durchlaßspannung verminderte Speisespannung auf ($U_{14} \approx U_b$).

Während der Laststrom fließt und der Sperrthyristor blockiert ist, herrscht an der Reihenschaltung des Widerstandes R_1 mit dem Kondensator C_1 die Lastspannung U_{14}. Daher wird der Kondensator C_1 jetzt über den Widerstand R_1 aufgeladen, womit sein in Bild 9 links eingetragener Belag gegen den anderen Belag die positive Spannung U_{24} annimmt. Diese Spannung steigt gemäß der Zeitkonstante $C_1 \cdot R_1$ an und hat nach Ablauf einer Zeitspanne von ungefähr $4 \cdot C_1 \cdot R_1$ den Wert der Speisespannung nahezu erreicht.

Startet man jetzt den Stromdurchgang durch den Sperrthyristor Th_2, so wird der Sperrkondensator mit seinem in Bild 9 links eingetragenen Belag nahezu an den Minuspol der Speisespannung gelegt. Der hiermit gegebene Spannungssprung wird über den Kondensator auf die Anoden-Katoden-Strecke des Schalterthyristors Th_1 übertragen. Am Thyristor Th_1 tritt demgemäß schlagartig eine negative Spannung auf, deren Betrag fast gleich dem der Speisespannung ist.

Man kann dies auch so betrachten: Über den durchgeschalteten Thyristor Th_2 liegt der auf die Spannung $U_{24} \approx U_b$ aufgeladene Kondensator praktisch dem Thyristor Th_1 parallel. Die Kondensatorspannung ist für den Thyristor Th_1 eine Sperrspannung. Mit ihr wird der Stromdurchgang durch den Thyristor Th_1 gestoppt. Auf die Reihenschaltung der Last mit dem Kondensator C_1 wirkt jetzt (über den durchgeschalteten Thyristor Th_2) die Speisespannung. Daraus folgt zunächst ein Entladen und anschließend ein Umladen des Sperrkondensators C_1 auf die um die Durchlaßspannung des Sperrthyristors verminderte Speisespannung. Dieses Entladen und Umladen geschieht entsprechend der Zeitkonstante $C_1 \cdot R_{last}$ und ist nach ungefähr $4 \cdot C_1 \cdot R_{last}$ abgeschlossen.

Jetzt wird der Sperrthyristor gesperrt und sofort oder später der Schalterthyristor durchgeschaltet. Als Folge hiervon fließt wieder der Laststrom, wobei am Lastwiderstand die um die Durchlaßspannung des Thyristors Th_1 verminderte Speisespannung U_b auftritt, und entlädt sich der Kondensator C_1, um anschließend umgeladen zu werden. Das geschieht mit der Zeitkonstante $C_1 \cdot R_1$. Der Sperrthyristor braucht nur dann gesperrt zu werden, wenn das Aufladen des Kondensators noch nicht abgeschlossen ist. Falls nämlich gegen Ende des Aufladens der Ladestrom auf den Haltewert des Thyristorstromes abgesunken ist, fällt der Sperrthyristor in seinen Blockierzustand zurück.

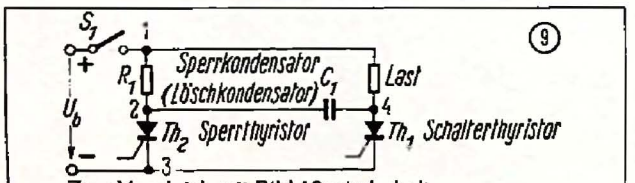
Bild 10 veranschaulicht den hierzu gehörenden zeitlichen Verlauf der Spannungen. Oben sind dort mit dicken, waagerechten Strichen die Zeitspannen gekennzeichnet, während der sich der Schalterthyristor

bzw. der Sperrthyristor im Durchschaltzustand befinden. Die darunter eingetragenen Linienzüge zeigen den zeitlichen Verlauf folgender Spannungen:

- der Spannung U_{43}, d. h. die Spannung des Punktes 4 gegen den Punkt 3 der Schaltung, nämlich die Anoden-Katoden-Spannung des Schalterthyristors;
- der Spannung U_{23}, d. h. die Spannung des Punktes 2 gegen den Punkt 3 der Schaltung, und deshalb der Anoden-Katoden-Spannung des Sperrthyristors;
- der Spannung U_{14}, also der Spannung des Punktes 1 gegen den Punkt 4 der Schaltung, und daher die (positive) Spannung an der Last, sowie
- der Spannung U_{24}, das ist die Spannung des Punktes 2 gegen den Punkt 4 der Schaltung, was mit der Kondensatorspannung (links eingetragener Belag gegen anderen Belag) übereinstimmt.

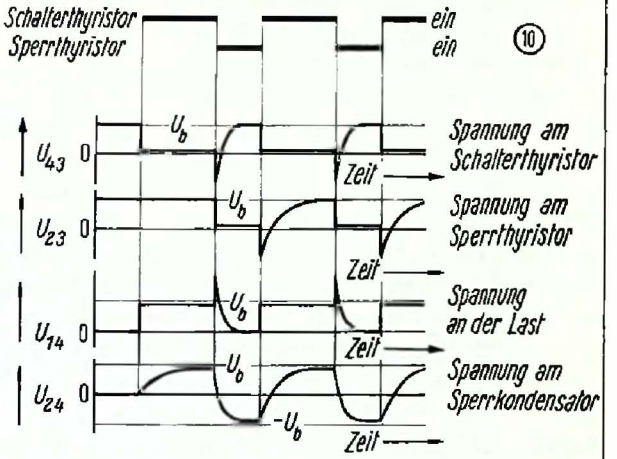
Etwas über das Bemessen der Schaltung

Aus Bild 10 geht hervor, daß die Thyristoren wenigstens für den doppelten Wert der Speisespannung



9

Zum Vergleich mit Bild 10 wiederholt



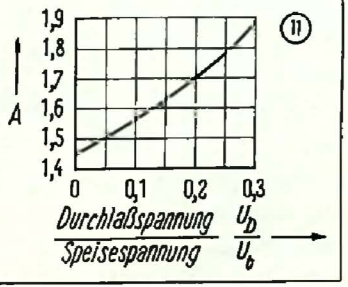
Zeitlicher Verlauf der Spannungen in der Schaltung nach Bild 9. »Ein« bedeutet bezüglich der Thyristoren »durchgeschaltet«. Beim Studium des Bildes beachte man, daß
die Speisespannung U_b mit der Spannung U_{13} übereinstimmt, wozu gehört, daß $U_{13}=U_{14}+U_{43}$, daß
$C_1 \cdot R_{last}$ kleiner ist als $C_1 \cdot R_1$ und daß
der Strom durch den Sperrthyristor hier offenbar erst zu dem Zeitpunkt auf den Haltewert abgesunken ist, in dem der Stromdurchgang durch den Schalterthyristor von neuem gestartet wird. (Andernfalls wäre »ein« für den Sperrthyristor schon beendet, bevor das »ein« des Schalterthyristors von neuem beginnt.)

bemessen sein müssen. Der Thyristor Th_1 muß selbstverständlich den Laststrom vertragen.
Der Sperrkondensator C_1 hat eine Wechselspannung mit dem Scheitelwert gleich der Speisespannung auszuhalten, wobei ein Sicherheitsabstand nützlich ist.
Für die Kapazität des Sperrkondensators ergibt sich ein Mindestwert daraus, daß im Anschluß an das Sperren des Schalterthyristors Th_1 dessen Anoden-Katoden-Spannung erst nach Ablauf der Thyristor-Freiwerdezeit positive Werte annehmen darf. Es gilt mit

A = Zahlenfaktor gemäß **Bild 11**
t_{q1} = Freiwerdezeit des Thyristors Th_1 (in Datenliste)
R_{last} = Lastwiderstand (Wirkwiderstand)

$$C_{1\,min} \cdot R_{last} = A \cdot t_{q1} \text{ oder } C_{1\,min} = A \cdot \frac{t_{q1}}{R_{last}}$$

Zahlenfaktor zum Berechnen von $C_{1\,min}$ für den Fall, daß es sich um einen ohmschen Lastwiderstand handelt. Dieser Faktor hängt von dem Verhältnis der Thyristor-Durchlaßpannung zur Speisespannung ab.



Beispiel:

$I_{last} \approx 2$ A, $t_{q1} \approx 30$ µs
$U_b \approx 12$ V, $U_D \approx 1$ V

U_D ist die für den Thyristor Th_1 anzusetzende Durchlaßspannung (1 V beispielsweise angenommen).
Aus den gegebenen Werten folgt:

$$R_{last} \approx \frac{12\,V - 1\,V}{2\,A} = 5{,}5\,\Omega$$

Mit $U_b \approx 12$ V und $U_D \approx 1$ V ergibt sich
$U_D : U_b \approx 1$ V : 12 V $\approx 0{,}083$ und hiermit aus Bild 11: A $\approx 1{,}54$. Demgemäß ist

$$C_{1\,min} \approx 1{,}54 \cdot \frac{30\,\mu s}{5{,}5\,\Omega} \approx 8{,}5\,\mu F$$

Wenn wir uns überzeugen möchten, daß das Verhältnis von Mikrosekunden zu Ohm Mikrofarad bedeutet, erinnern wir uns:
$1\,\Omega = 1\,V : 1\,A$, also $1\,\mu s : 1\,\Omega = 1\,\mu s \cdot 1\,A : 1\,V = 1\,\mu A \cdot s : V = 1\,\mu F$.
Handelt es sich um einen **mit Induktivität** behafteten **Lastwiderstand**, so faßt man ihn als Reihenschaltung des Wirkanteils mit dem induktiven Anteil auf und rechnet mit

R_{last} = Wirkanteil des Lastwiderstandes (Gleichstromwiderstand)

L = in Reihe mit dem Widerstand R_{last} wirksame Induktivität

t_{q1} = Freiwerdezeit des Thyristors Th_1

$$\frac{R_{last} \cdot t_{q1}}{L}$$

entnimmt hierzu aus **Bild 12** die Zahl B und erhält

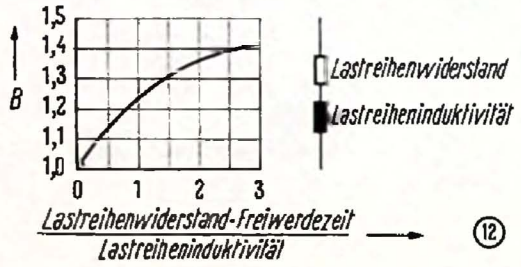
$$C_{1\,min} = B \cdot \frac{t_{q1}}{R_{last}}$$

Beispiel:

$R_{last} = 5{,}5\ \Omega$, $t_{q1} = 30\ \mu s$, $L = 500\ \mu H$

Es ist

$$\frac{R_{last} \cdot t_{q1}}{L} = \frac{5{,}5\ \Omega \cdot 30\ \mu}{500\ \mu H} = \frac{5{,}5\ \Omega \cdot 30 \cdot 10^{-6}\ s}{500 \cdot 10^{-6}\ H} = 0{,}33$$



Zahlenfaktor zum Berechnen von C_{1min} im Falle einer mit Induktivität behafteten Last.

Dazu folgt aus Bild 11 für B etwa 1,1. Hiermit ergibt sich:

$$C_{1\,min} = B \cdot \frac{t_{q1}}{R_{last}} = 1{,}1 \cdot \frac{30\ \mu s}{5{,}5\ \Omega} = 6\ \mu F$$

Kleine Lastreiheninduktivitäten (Lastwiderstand × Freiwerdezeit : Lastreiheninduktivität größer als etwa 3) kann man außer acht lassen.

Die Kapazität des Kondensators C_1 darf auch nicht zu groß gewählt werden: Während der Sperrzeitspannen des Schalterthyristors muß der Kondensator C_1 über den Lastwiderstand entladen und entgegengesetzt aufgeladen werden. Dies muß zum Ende der Sperrzeitspanne hinreichend erledigt sein. Das ist der Fall, wenn die mit $C_1 \cdot R_{last}$ gegebene Zeitkonstante gleich einem Viertel der kürzesten Sperrzeitspanne T_S ist:

$$C_{1\,max} \cdot R_{last} = \frac{T_S}{4} \text{ oder } C_{1\,max} = \frac{T_S}{4 \cdot R_{last}}$$

Beispiel:

$T_S = 2$ ms, $R_{last} = 5{,}5\ \Omega$; dazu:

$$C_{1\,max} = \frac{2\ ms}{4 \cdot 5{,}5\ \Omega} \approx 0{,}09\ mF = 90\ \mu F.$$

Ein solcher Wert von C_1 wird wohl fast immer erheblich unterschritten.

Nun handelt es sich noch um den Widerstand R_1. Über diesen Widerstand lädt sich der Kondensator C_1

bei gesperrtem Sperrthyristor auf. Die Kapazität des Kondensators C_1 liegt bereits fest. Auch hier muß die Thyristor-Freiwerdezeit (t_{q2}) berücksichtigt werden. Es gilt diesbezüglich entsprechend dem, was für den Thyristor Th_1 und den Lastwiderstand R_{last} ausgeführt wurde:

$$C_1 \cdot R_{1\,min} = A \cdot t_{q2} \text{ oder } R_{1\,min} = A \cdot \frac{t_{q2}}{C_1}$$

Beispiel:

$t_{q2} = 40\ \mu s$, $U_b = 12\ V$, $U_D = 1\ V$, $C_1 = 7{,}5\ \mu F \cdot A$ ist wieder 1,54, da es sich um dieselben Werte von

U_b und U_D handelt $R_{1\,min} = 1{,}54 \cdot \frac{40\ \mu s}{7{,}5\ \mu F} \approx 8{,}2\ \Omega$.

Dieser Wert von R_1 wird wohl meistens erheblich überschritten, zumal dem über R_1 fließenden Strom eine unerwünschte Verlustleistung zugeordnet ist.
Für R_1 gilt aber auch im Einzelfall stets noch ein Maximalwert, der nicht überschritten werden darf:
Der Sperrthyristor ist gesperrt, während sich der Schalterthyristor im Durchlaßzustand befindet und dabei der Laststrom fließt. Die Laststrom-Impulse müssen jeweils so lange andauern, wie dies notwendig ist, um das Aufladen des Sperrkondensators auf eine nicht wesentlich unter der Speisespannung liegende Spannung zu erreichen.

Anders ausgedrückt: Man hat den Zusammenhang zwischen dem Mindestwert der Laststrom-Impulsdauer T_1, der Kapazität des Sperrkondensators C_1 und dem Wert des Widerstandes R_1 zu beachten:
Die Zeitkonstante $C_1 \cdot R_1$ darf nicht größer sein als etwa ein Viertel des Minimums der Laststrom-Impulsdauer T_1:

Beispiel:

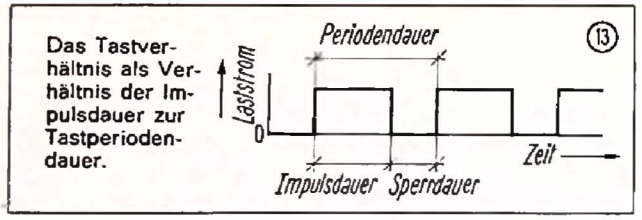
$T_1 = 5\ ms$, $C_1 = 7{,}5\ \mu F$, daraus

$$R_{1\,max} \cdot C_1 \approx \frac{T_1}{4} \text{ oder } R_{1\,max} \approx \frac{T_1}{4 \cdot C_1}$$

$$R_{1\,max} \approx \frac{5\ ms}{4 \cdot 7{,}5\ \mu F} = \frac{5 \cdot 10^{-3}\ s}{4 \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-6}\ F} = 167\ \Omega.$$

Das Tastverhältnis

Das Tastverhältnis ist hier das Verhältnis der Lastimpulsdauer T_1 zur Tastperiodendauer T, d. h. zur Summe aus Lastimpulsdauer und Sperrzeitspanne T_S **(Bild 13)**. Man nennt auch: das Tastverhältnis **»relative Einschaltdauer«** oder kurz **ED**, die Tastperiodendauer auch **»Impulsperiodendauer«** oder **»Spieldauer«** und die Lastimpulsdauer »Belastungsdauer« oder **»Laststrom-Impulsdauer«**.
Will man den Strom-Mittelwert im Verhältnis 1 : 20 variieren, so muß die kürzeste Impulsdauer noch et-



Das Tastverhältnis als Verhältnis der Impulsdauer zur Tastperiodendauer.

was kleiner sein als ein Zwanzigstel der Impuls-Periodendauer.

Bei einer mindest zulässigen Laststrom-Impulsdauer von 5 ms bedeutet das eine Impuls-Periodendauer von etwas mehr als 20 · 5 ms = 100 ms.

Dazu gehört eine **Pulsfrequenz** von weniger als 1 zu (100 ms) = 1 : (0,1 s) = 10 Hz.

Das ist für manche Fälle — z. B. für Beleuchtungszwecke — eine viel zu geringe Frequenz. Dafür benötigt man wohl wenigstens 100 Hz als Pulsfrequenz, was dem 50-Hz-Wechselstrom entspricht. Je höher aber die Pulsfrequenz sein soll, desto kürzer fällt bei gefordertem Variationsverhältnis die minimale Stromimpulsdauer aus. Und dementsprechend niedriger hat man R_1 zu bemessen (siehe oben).

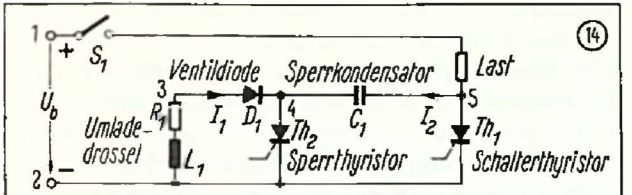
Die hier beschriebene Schaltung eignet sich somit nur für relativ geringe Pulsfrequenzen bei nicht zu großem Variationsverhältnis. Deshalb benötigt man für höhere Pulsfrequenzen und größere Variationsverhältnisse eine andere Schaltung.

Mit einfachen Schaltungen, die außer dem den Laststrom schaltenden Schalterthyristor lediglich einen Sperrkondensator, einen Ladewiderstand für diesen Kondensator und einen den Sperrkondensator schaltenden Sperrthyristor enthalten, kommt man nur zu mäßig kurzen Stromsperrzeitspannen. Während dieser Zeitspannen muß nämlich in der einfachen Schaltung der Sperrkondensator umgeladen werden: Im Interesse des Wirkungsgrades der Schaltung darf man den Widerstandswert des Ladewiderstandes für den Sperrkondensator nicht so niedrig bemessen, wie das für sehr kurze Umladezeiten notwendig wäre. Während sich nämlich der Sperrthyristor im Durchlaßzustand befindet, liegt hier der Ladewiderstand nahezu an der Speisegleichspannung.

Will man kurze Kondensator-Umladezeitspannen erreichen, ohne den Wirkungsgrad der Schaltung damit zu verschlechtern, so muß man eine Schaltung wählen, wie sie nachstehend behandelt ist.

Der Aufbau der Schaltung mit Umladedrossel

Bild 14 zeigt den Schaltplan. Die Schaltung enthält, wie die oben erwähnte »einfache Schaltung«,
den Schalterthyristor als Laststrom-Schalter,
den Sperrkondensator und
den Sperrthyristor.



Prinzipschaltplan einer Thyristor-Steuerschaltung mit Umladedrossel für Betrieb an Gleichspannung.

Anstelle eines Ladewiderstandes sind hier aber eine Umladedrossel (Drahtwiderstand R_1 und Induktivität L_1) sowie eine Ventildiode vorhanden. Wie die Bezeichnung »Umladedrossel« andeutet, dient diese Drossel zum Umladen des Sperrkondensators.

Erste Übersicht über die Funktion der Schaltung

Mit dem Starten des Stromdurchgangs durch den **Schalterthyristor** wird das Fließen des Laststromes bewirkt.

Mit dem Starten des Stromdurchgangs durch den **Sperrthyristor** wird der Sperrkondensator so an den Schalterthyristor gelegt, daß er diesen sperrt. Hierfür muß der Sperrkondensator derart aufgeladen sein, daß sein in Bild 14 rechts eingetragener Belag gegen den anderen Belag eine negative Spannung aufweist (U_{54} negativ).

Diese Spannung wird — nach dem Aufladen des Sperrkondensators über den im Durchlaßzustand befindlichen Sperrthyristor — mit dem anschließenden Umladen des Sperrkondensators bei gesperrtem Sperrthyristor und im Durchlaßzustand befindlichen Schalterthyristor mit Hilfe der Umladedrossel erreicht.

Wesentlich ist, daß das eben erwähnte Aufladen des Sperrkondensators hier über den Lastwiderstand erfolgt. Somit gehört zum Aufladen des Sperrkondensators in dieser Schaltung die Zeitkonstante, die sich aus dem Produkt der Sperrkondensator-Kapazität und dem Lastwiderstand errechnet. Der Sperrkondensator-Ladestrom ist hier kein Verluststrom, sondern ein Laststrom-Anteil.

Das Aufladen des Sperrkondensators

Voraussetzung für ein Sperren des Schalterthyristors ist der aufgeladene Sperrkondensator. Nach Schließen des Schalters S_1 muß daher stets zuerst der Sperrkondensator aufgeladen werden. Das macht es notwendig, immer mit dem Starten des Stromdurchgangs durch den Sperrthyristor zu beginnen. Hierbei wird der Sperrkondensator mit seinem in Bild 14 links eingetragenen Belag über diesen Thyristor an den Minuspol der Speisespannung U_b gelegt, während der andere Belag des Sperrthyristors über den Lastwiderstand mit dem Pluspol der Speisespannung verbunden ist.

So ergibt sich (zunächst) ein positiver Wert der Kondensatorspannung U_{54}, also rechter Belag in Bild 14 positiv.

Der Kondensator-Ladestrom geht, wie schon erwähnt, über den Sperrthyristor. Dieser Ladestrom nimmt allmählich ab, da mit steigender Kondensatorspannung die den Ladestrom durch den Lastwiderstand treibende Spannung sinkt.

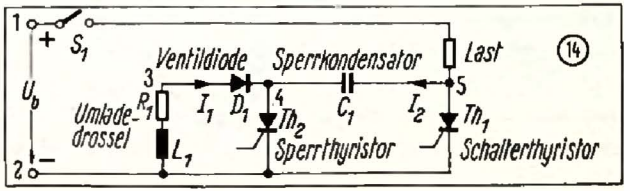
Daher geht schließlich der Strom durch den Sperrthyristor auf seinen Haltewert zurück, womit anschließend dieser Thyristor in seinen Sperrzustand kippt. Die jetzt erreichte Kondensatorspannung bleibt erhalten, weil die Spannungen $U_{54} \approx U_b$.

Die Spannung am Lastwiderstand ist nun ganz auf Null abgesunken. Es fließt nämlich jetzt kein Strom in der Last. Die Spannung am Sperrthyristor ist gleichzeitig kaum höher als seine Durchlaßspannung.

Stromdurchgang durch den Schalterthyristor

Wenn der Stromdurchgang durch den Schalterthyristor (im Anschluß an das Aufladen des Sperrkondensators [in Bild 14 U_{54} positiv]) gestartet wird, ergibt sich verschiedenes:

- Der Strom durch Schalterthyristor und Last setzt ein.
- Die Anoden-Katoden-Spannung des Schalterthyristors kippt vom Wert der Speisespannung U_b auf die Thyristor-Durchlaß-Spannung ab.
- An der Last tritt die (um die Durchlaßspannung des Schalterthyristors verminderte) Speisespannung auf.
- Der mit diesem plötzlichen Spannungswechsel gegebene Spannungssprung wird auf den Sperrkondensator übertragen, so daß die Spannung des Punktes 4 gegen den Minuspol der Speisespannung (Punkt 2) von dem bisherigen geringen positiven Wert (nicht ganz) auf den negativen Speisespannungswert springt.
- Der Sperrkondensator beginnt, sich über die Ventildiode, die Umladedrossel und den Schalterthyristor zu entladen (Entladestromweg: Punkt 5, Th_1, R_1, D_1, Punkt 4).
- Der Sperrkondensator-Entladestrom bewirkt beim Durchfließen der Umladedrossel dort ein Magnetfeld.
- Es wandelt sich somit die ursprünglich als elektrisches Feld des Sperrkondensators gespeicherte Arbeit in das sich aufbauende Magnetfeld der Umladedrossel um.
- Mit dem Entladen des Sperrkondensators hat dieses Magnetfeld seinen Scheitelwert erreicht. Gemeinsam



damit ist auch der Strom, der bis jetzt der Entladestrom war, auf seinen Scheitelwert angestiegen.

- Die als Magnetfeld gespeicherte Arbeit wird jetzt abgegeben. Dazu gehört das Weiterfließen des Stromes.
- Der Strom tritt jetzt als Ladestrom des Sperrkondensators auf, womit dieser Kondensator — entgegengesetzt wie zuvor — aufgeladen wird.
- So ergibt sich in der Schaltung nach Bild 14 eine positive Spannung Punkt 4 gegen Punkt 5 — oder (was dasselbe bedeutet) — eine negative Spannung des Punktes 5 gegen den Punkt 4. Diese Spannung erreicht ihren Scheitelwert, wenn das Magnetfeld der Umladedrossel gerade ganz abgebaut ist.
- Ein neuerliches Entladen und Umladen des Sperrkondensators wird mit der Ventildiode verhindert. Die Kondensatorspannung bleibt deshalb erhalten, bis der Sperrthyristor neuerlich in den Durchlaßzustand versetzt wird.

Sperrthyristor wieder im Durchschaltzustand

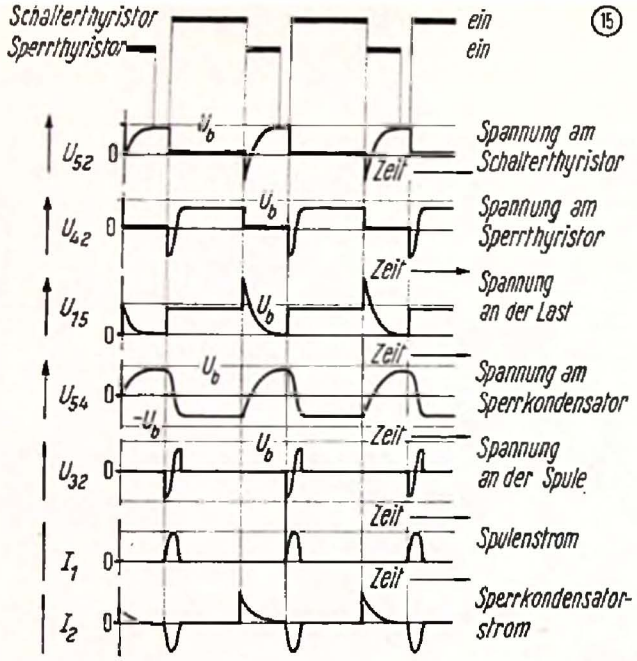
Hiermit ergibt sich das, was nachstehend auf der Grundlage des Bildes 14 geschildert wird:

- Der umgeladene Sperrkondensator liegt mit seinem jetzt negativen Belag an der Anode des Schalterthyristors und über den durchgeschalteten Sperrthyristor mit seinem dabei positiven Belag an der Katode des Schalterthyristors.
- Der Schalterthyristor wird infolgedessen sofort gesperrt.
- An dem Lastwiderstand tritt jetzt nahezu die Summe der Speisespannung U_b und der Spannung am Sperrkondensator d. h. nahezu der doppelte Betrag der Speisespannung auf.
- Der Sperrkondensator entlädt sich über den Sperrthyristor, die Speisespannungsquelle und den Lastwiderstand, um anschließend über Last und Sperrthyristor von der Speisespannung umgeladen zu werden.
- Wenn dieses Umladen praktisch beendet ist, geht der den Sperrthyristor durchfließende Strom auf den Haltewert zurück, womit der Sperrthyristor in seinen Sperrzustand zurückfällt.

Den hierzu gehörenden Zustand der Schaltung haben wir bereits kennengelernt.

Zeitlicher Verlauf der Spannungen und Ströme im einzelnen

Das **Bild 15** veranschaulicht, entsprechend der hier vorangegangenen Schilderung, den zeitlichen Verlauf der Spannungen und Ströme in der Schaltung nach Bild 14. Die dort eingetragenen Spannungs-Formelzeichen sind mit zweiziffrigen Indizes versehen. Diese Ziffern entsprechen den Ziffern im Schaltplan (Bild 14).



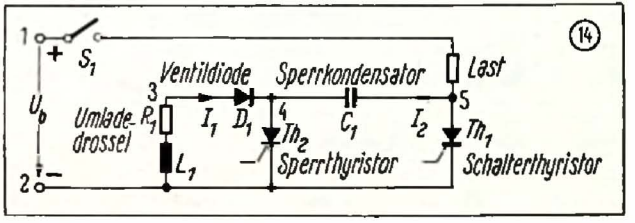
Man liest z. B. U_{52} als »Spannung des Punktes 5 gegen den Punkt 2« der Schaltung.

Der zeitliche Verlauf der Spannung an der Umladedrossel und der des Spulenstromes lassen erkennen, daß es sich beim Umladen um eine halbe Periode eines zeitlichen Sinusverlaufs handelt.

Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen in der Schaltung nach Bild 14. Im Gegensatz zu Bild 10 ist hier der (normale) Fall vorausgesetzt, daß der Sperrthyristor-Durchlaßtrom vor dem Starten des Stromdurchgangs durch den Schalterthyristor auf den Haltewert abgesunken ist. »Ein« für den Sperrthyristor endet demgemäß hier, bevor das nächste »Ein« für den Schalterthyristor beginnt. Man beachte, daß zum Umladen des Sperrkondesators die Hälfte einer Wechselspannungsperiode und demgemäß auch die Hälfte einer Wechselstromperiode bei zeitlichem Sinusverlauf gehört.

Die dieser Halbperiode zugeordnete Frequenz ist die zur Kombination der Umladedrossel mit dem Sperrkondensator gehörende Resonanzfrequenz.

Die Umladezeit ist somit hier als die Dauer einer Halbperiode der eben genannten Resonanzfrequenz gegeben. Das ermöglicht kurze Umladezeiten, was außer



den kurzen Stromsperrzeiten auch kurze Stromfluß-zeitspannen gestattet.
Die mit dem Produkt aus Lastwiderstand und Sperr-kondensatorkapazität sich errechnende Zeitkonstante ist, wie bereits erläutert, maßgebend für die Strom-sperrzeitspannen.

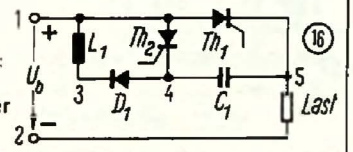
Schalterthyristor in Plusleitung

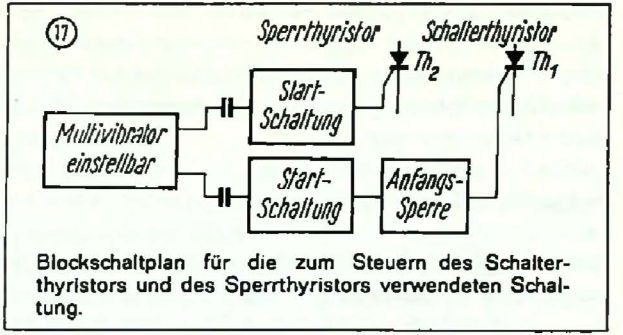
Bild 14 betrifft eine Schaltung, bei der der Schalter-thyristor in die Minusleitung eingefügt ist. **Bild 16** zeigt die andere der beiden möglichen Anordnungen des Schalterthyristors. Das Bild 15 gilt auch für Bild 16, wenn die in Bild 15 eingetragenen Formelzeichen so geändert werden:

Formelzeichen 15

für Bild 14	U_{42}	U_{52}	U_{32}	U_{54}	U_{15}
für Bild 16	U_{14}	U_{15}	U_{13}	U_{54}	U_{52}

Eine Variante zu der mit Bild 14 veran-schaulichten Schaltung: Der Schalterthyristor befindet sich hier in der Plusleitung.





Blockschaltplan für die zum Steuern des Schalter-thyristors und des Sperrthyristors verwendeten Schal-tung.

Steuerschaltung für Betrieb mit Umladedrossel

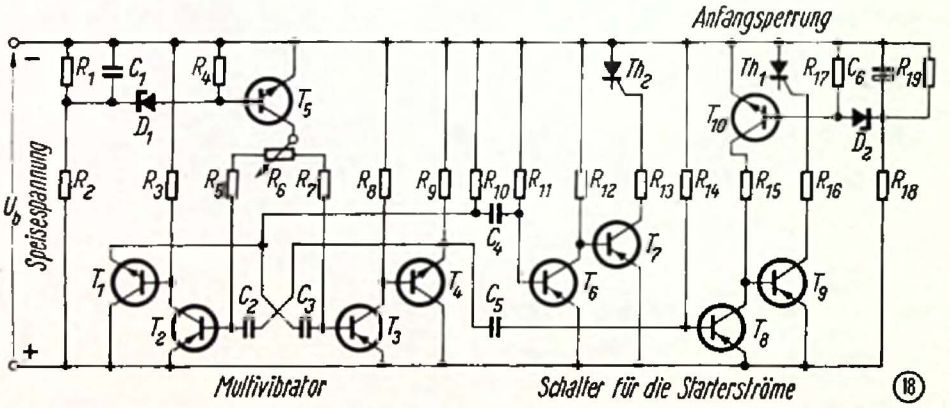
Den Blockschaltplan der Steuerschaltung enthält **Bild 17.** Von der Thyristorschaltung wurden darin nur der Schalterthyristor Th_1 und der Sperrthyristor Th_2 eingetragen. Diese beiden Thyristoren sind wechsel-weise durchzuschalten (und zu sperren). Dazu wählt man meistens eine gleichbleibende Spielfrequenz und demgemäß für die Summe der Durchschaltzeitspannen beider Thyristoren eine konstante Gesamt-Zeitspanne. Für die nachstehend näher beschriebene Schaltung gilt eine Spielfrequenz von 100 Hz. Zum Ändern des Last-strom-Mittelwertes muß das Verhältnis der Durch-schaltzeitspannen beider Thyristoren variierbar sein. In der hier zugrundegelegten Schaltung ist es mög-lich, dieses Verhältnis ungefähr zwischen 0,05 und 20

zu wählen. Der Eigenheit der dazu gehörenden Thyristorschaltung (Bild 14) gemäß, darf die Steuerschaltung erst dann den ersten Start-Impuls an den Schalterthyristor liefern, wenn der Sperrthyristor zuvor durchgeschaltet wurde.

Ausgeführte Schaltung

Bild 18 zeigt den Schaltplan. Der Multivibrator — d. h. die astabile Kippschaltung — ist mit den Transistoren T_1 ... T_4 bestückt und über den Transistor T_5 an die Speisespannung angeschlossen.

Die Transistoren T_6 und T_7 dienen zum Starten des Sperrthyristors Th_2. Die Transistoren T_8 und T_9 sind dementsprechend dem Schalterthyristor Th_1 zugeordnet. Dabei bekommen der Transistor T_8 seinen Collectorstrom sowie der Transistor T_9 seinen Basisstrom über den die Reihenschaltung der Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_{10} mit dem Widerstand R_{15}. Unmittelbar nach Anlegen der Speisespannung sind alle Transistoren bis auf den Transistor T_6 stromlos. Wegen des durchgeschalteten Transistors T_6 hat der Transistor T_7 eine Basis-Emitter-Spannung, die nicht genügt, um ihn zu entsperren.



Vollständiger Schaltplan der Steuerschaltung. Um hohe Stromverstärkungen zu erreichen sind hier die Transistorpaare T_1+T_2, T_3+T_4, T_6+T_7 und T_8+T_9 anstelle von Einzeltransistoren eingesetzt.

Schaltteilliste zu Bild 18

Für eine Speisespannung U_b = 12 V gelten folgende Werte:

R_1	39 kΩ	R_8	100 kΩ	R_{15}	150 kΩ/1 W
R_2	6,2 kΩ	R_9	430 Ω	R_{16}	33 Ω/1 W
R_3	100 kΩ	R_{10}	430 Ω	R_{17}	27 kΩ
R_4	27 kΩ	R_{11}	1 kΩ	R_{18}	390 Ω
R_5	6,8 kΩ	R_{12}	150 kΩ/1 W	R_{19}	16 kΩ
R_6	100 kΩ, linear	R_{13}	33 Ω/1 W		
R_7	6,8 kΩ	R_{14}	1 kΩ		

C_1	33 nF	C_3	120 nF	C_5	47 nF
C_2	120 nF	C_4	47 nF	C_6	100 µF, 15/18 V

D_1	BZY 88 C6 V2	D_2	BZY 88 C4 V7

T_1	2 N 929	T_5	BSY 38	T_9	BCY 40
T_2	BCY 33	T_6	BCY 38	T_{10}	BSY 38
T_3	BCY 33	T_7	BCY 40		
T_4	2 N 929	T_8	BCY 38		

Alle Widerstände ±5 % und, falls keine andere Belastbarkeitsangabe, für 0,5 W.
Alle Kondensatoren bis auf C_6 ± 10 %, 125 V.
Alle Halbleiter-Bauelemente Valvo.

Die Transistoren T_5 und T_{10} bleiben gesperrt bis sich die Kondensatoren C_1 und C_6 soweit aufgeladen haben, daß die Beträge ihrer Spannungen die Beträge der Z-Spannungen der jeweils zugeordneten Z-Dioden übersteigen.
Die Transistoren T_1 ... T_4 sind wegen des zunächst bestehenden Sperrzustandes des Transistors T_5 von der Speisespannung abgeschnitten. Ebenso wirkt sich der Sperrzustand des Transistors T_{10} auf die Transistoren T_8 und T_9 aus. Die Ladezeitkonstante für das Laden des Kondensators C_1

$$C_1 \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

ist sehr viel kleiner als die Ladezeitkonstante für das Laden des Kondensators C_6

$$C_6 \cdot \frac{R_{18} \cdot R_{19}}{R_{18} + R_{19}}$$

Deshalb wird der Transistor T_5 weit eher entsperrt als der Transistor T_{10}. Sowie der Transistor T_5 in den Durchlaßzustand gelangt ist, werden — je nach Stellung des Abgriffes am Widerstand R_6 — entweder die Transistoren T_1 und T_2 oder die Transistoren T_3 und T_4 von Strom durchflossen.
Angenommen, der Stromdurchgang setze durch die Transistoren T_3 und T_4 ein. Dabei tritt am Widerstand R_9 eine Spannung auf. Das bedeutet einen positiven Spannungssprung. Dieser wirkt sich über den Kon-

densator C_2 auf den Transistor T_2 sowie über diesen Transistor auch auf den Transistor T_1 sperrend aus. Außerdem gelangt der positive Spannungssprung über den Kondensator C_5 an die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_8, womit dieser gesperrt würde, wenn er nicht bereits gesperrt wäre.

Inzwischen bekommt der Kondensator C_2 über den Widerstand R_5 einen Strom. Aufgrund dessen nimmt der im Bild 18 links eingetragene Belag von C_2 gegen den anderen Belag eine negative Spannung an.

Die Folge hiervon ist das Auftreten einer negativen Basis-Emitter-Spannung am Transistor T_2. Dieser gerät damit in den Durchlaßzustand. Das bedeutet für den Transistor T_1 ebenfalls den Übergang in den Durchlaßzustand. Demgemäß steigt die Spannung am Widerstand R_{10} an. Der damit gegebene Spannungssprung bewirkt ein Sperren der Transistoren T_3 und (deshalb) T_4 über C_3 sowie des Transistors T_6 über C_4. Aufgrund des Sperrens des Transistors T_6 erhält der Transistor T_7 eine negative Basis-Emitter-Spannung, die ihn in den Durchschaltzustand versetzt. Hiermit kommt es über dessen Collector-Emitter-Strecke und den Widerstand R_{13} zu einem Starterstrom des Sperrthyristors Th_2, womit der Stromdurchgang durch diesen Thyristor gestartet wird.

Bald danach gelangen die Transistoren T_3 und T_4 wieder in den Durchschaltzustand. Mit der hieraus folgenden Spannung am Widerstand R_9 ergibt sich unter Vermittlung des Kondensators C_2 für die Transistoren T_2 und T_1 von neuem der Sperrzustand. Auf diese Weise geht es weiter.

Währenddem schreitet das Aufladen des Kondensators C_6 fort. Dabei gerät der Transistor T_{10} schließlich in den Durchschaltzustand. Wenn dann der Transistor T_8 wieder einmal gesperrt wird, folgt hieraus für den Transistor T_9 der Durchschaltzustand. Das hat für den Schalterthyristor Th_1 einen Starterstrom und folglich das Starten des Stromdurchgangs durch diesen Thyristor zur Folge.

Von nun an werden die Thyristoren auf die geschilderte Art wechselweise gestartet. Dabei fällt der Laststrom-Mittelwert um so höher aus, je länger sich während eines solchen Spiels der Schalterthyristor im Durchschaltzustand befindet.

Die Durchschaltzeitspanne des Schalterthyristors kann als Verhältnis der Durchschaltzeitspannen beider Thyristoren am Widerstand R_6 eingestellt werden.

Integrierte Schaltung zum Steuern von Thyristoren und Triacs

Die integrierten Schaltungen

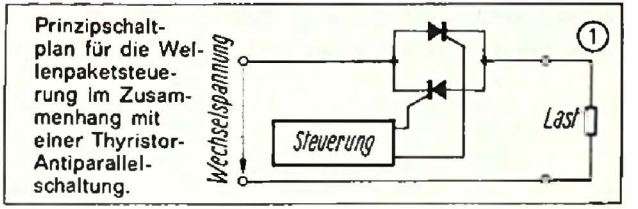
Mit integrierten Schaltungen wird man sich als Elektroniker und sogar als Elektriker immer mehr befassen müssen. Mit ihnen kann man nicht selten solche Schaltungsprobleme lösen, deren Lösen bezüglich des dafür erforderlichen Aufwandes an Einzelschaltelementen im allgemeinen kaum wirtschaftlich vertretbar wäre.
Wie aber stellt man sich zu derartigen Schaltungen, wenn man sie zu verwenden gedenkt? Muß man ihre Funktionen im einzelnen verfolgen, um festzustellen, wie die in ihnen integrierten Einzelelemente zusammenwirken?
Nun — es gibt mehrere Arten integrierter Schaltungen. Diese unterscheiden sich vor allem in bezug auf ihre Einsatzmöglichkeiten. Hier seien die im vorliegenden Rahmen davon wichtigsten kurz charakterisiert:
Integrierte Schaltungen einer Art sind trotz ihres Aufbaues aus mehreren oder gar vielen Einzelelementen selbst gar nicht als integriert zu betrachten bzw. zu behandeln. Diese integrierten Schaltungen haben nicht mehr Anschlüsse als die Bauelemente, an deren Stelle sie treten (zwei bis vier). Hierzu zwei Beispiele:

Es gibt integrierte Schaltungen, die sich im Prinzip ebenso verhalten wie Z-Dioden und wie diese nur zwei Anschlüsse haben. Man verwendet eine solche integrierte Schaltung durchaus nicht anders wie eine Z-Diode. Der einzige Unterschied besteht für den, der eine derartige integrierte Schaltung verwendet, nur darin, daß diese zumindest in einer wesentlichen Eigenschaft (bezüglich des elektrischen Verhaltens) die nicht integrierte Z-Diode übertrifft.

Als zweites hierzu passendes Beispiel seien integrierte Schaltungen erwähnt, die wenigstens zwei Transistorsysteme (manchmal mit zusätzlichen Widerständen) umfassen und — wie ein einzelner Transistor — lediglich drei Anschlüsse haben. Eine solche integrierte Schaltung stellt im Grunde nichts anderes dar als einen Transistor mit Eigenschaften, die im Prinzip auch ein nicht integrierter Transistor haben könnte. Die Eigenschaften aller solcher integrierter Schaltungen muß man ebenso berücksichtigen wie diejenigen der Bauelemente, an deren Stelle man sie beim Aufbau von Schaltungen verwendet.

Integrierte Schaltungen einer anderen Art stellen Schaltungsblöcke dar, die als solche ganz bestimmte, bisher mit diskreten Bauelementen aufgebaute Schaltungsblöcke ersetzen. Auch dafür stehen genaue Daten bezüglich der Spannungen und Ströme sowie über deren Zusammenhänge zur Verfügung. Verwandt mit diesen integrierten Schaltungen sind solche mit vielen Anschlüssen (Größenordnung der Zahl der Anschlüsse 10) und mit relativ kompliziertem Aufbau. Wegen der großen Zahl der Anschlüsse ist es zumindest unzweckmäßig, in den Datenblättern alle dafür geltenden Funktionen der Spannungen und Ströme anzugeben. Statt dessen legt man hierfür dar, wie diese Schaltungen in den einzelnen, für das Verwenden charakteristischen Fällen in die Gesamtschaltung einzufügen sind. Um eine solche integrierte Schaltung handelt es sich in diesem Kapitel. Man kann derartige Schaltungen einbauen, ohne sich über das Rechenschaft zu geben, was das Zusammenspiel ihrer Einzelelemente betrifft. Es ist aber doch gut, dieses Zusammenspiel zu betrachten, weil man damit weitere Einblicke in die Elektronik bekommt.

Eine weitere Gruppe der integrierten Schaltungen stellen die Verknüpfungs-Elemente und ihre Kombinationen dar, wie man sie in der Digitaltechnik verwendet. Doch betrifft das einen eigenen Bereich, der hier außer acht bleiben soll.



Prinzipschaltplan für die Wellenpaketsteuerung im Zusammenhang mit einer Thyristor-Antiparallelschaltung.

Aufgabe der integrierten Schaltung, die hier vorgestellt wird

Es handelt sich da um das Schalten eines Thyristorpaares in Antiparallelschaltung **(Bild 1),** bzw. um das Schalten eines Triacs. Das Thyristorpaar bzw. der Triac spielen hierbei die Rolle eines Wechselstromschalters. Ein Steuern des Stromes, wie man es mit Thyristoren oder Triacs als Phasenanschnitt-Steuerung erreichen kann, ist im Zusammenhang mit der nachstehend behandelten integrierten Schaltung nicht in Betracht gezogen. Um so mehr aber kommt bei Verwenden dieser Schaltung die Wellenpaketsteuerung in Frage.

Nun — wenn es sich nur um ein Schalten handelt — genügt dafür an sich eine Schaltung nach **Bild 2.** Sie enthält außer den antiparallel geschalteten Thyristoren lediglich zwei Dioden und einen Widerstand sowie den Betätigungsschalter zum Schalten der Starter-Stromkreise. Das ist eine billige — aber nicht sehr schöne Lösung.

Wenig schön bedeutet hier: das etwas rohe Schalten. Dieses kann sich vor allem mit davon herrührenden HF-Störungen bemerkbar machen: Das Durchschalten findet in der Schaltung nach Bild 2 nämlich leider nicht in unmittelbarem Anschluß an den Beginn einer Spannungshalbwelle statt, sondern erst, wenn der Augenblickswert der Wechselspannung die Summe aus der Schleusenspannung der einen der beiden Dioden und der für das Starten notwendigen Spannung an der mit ihr in Reihe liegenden Starter-Katoden-Strecke des Thyristors erreicht hat

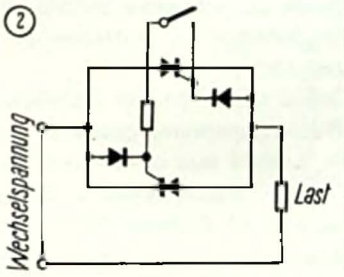
Die Schleusenspannung einer Siliziumdiode liegt bei 0,7 V. Die Spannung, die der Starter des Thyristors zum Starten des Stromdurchganges zwischen Anode und Katode gegen dessen Katode aufweisen muß, beläuft sich möglicherweise auf mehrere Volt. Dabei fließt bereits vor dem Starten des Anoden-Katoden-Stromes ein (wenn auch nicht hoher) Starterstrom, der an dem schon erwähnten Widerstand zusätzlich eine gewisse Spannung erfordert. Alles in allem:

In der Schaltung nach Bild 2 setzt der Anoden-Katoden-Strom jedes Thyristors erst ein, wenn der Augenblickswert der seiner Polung entsprechenden Wechselspannungs-Halbwelle bereits mehrere Volt beträgt. Das ist nicht ideal.

In der integrierten Schaltung, um die es sich hier dreht, wird das Einsetzen des Anoden-Katoden-Stromes beim **Nulldurchgang** der Spannung erreicht.

Außerdem geschieht in ihr das Starten mit Impulsen, was einen verminderten Mittelwert der in der Starter-Katodenstrecke als Wärmeleistung auftretenden Verlustleistung bedeutet.

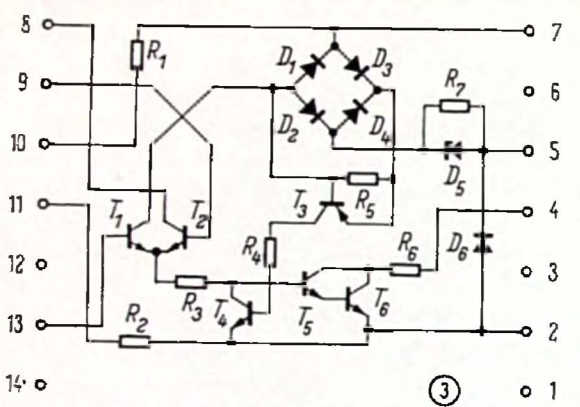
Schließlich ist hierin dem Impulsgenerator, der die Aufgabe des in Bild 2 eingetragenen Schalters erfüllt, ein Verstärker vorgesetzt, der es ohne weiteren Aufwand ermöglicht, das Schalten beispielsweise mit einem photoelektronischen Bauelement oder mit einem anderen Fühler zu veranlassen.



Thyristor-Antiparallelschaltung als Wechselstromschalter, der mit Schliessen eines Steuerschalters geschlossen wird. Schutzwiderstandswert in der Größenordnung von 100 Ω..

Bild 3 zeigt die Innenschaltung mit den Anschlußkontakten. Dabei entsprechen die Reihenfolge und die Bezeichnungen der Kontakte der tatsächlichen Anordnung.

Wie man sieht, werden die Anschlüsse 1, 3, 6 und 14 nicht ausgenutzt. Die Anschlüsse 9, 10 und 11 sind in den meisten Anwendungsschaltungen unmittelbar zu-



Innenschaltplan der hier zugrundegelegten integrierten Schaltung. Diese besteht im wesentlichen aus einem Differenzverstärker (mit T_1 und T_2), aus einer Ventil-Brückenschaltung (D1 .. D4) mit der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_3 im Brückenzweig, dem zum Sperren dienenden Transistor T_4 und der Ausgangsschaltung mit T_5 und T_6. Die Ventildiode D_6 ist Teil einer Wechselspannungs-Gleichrichterschaltung.

sammengeschaltet. Oft trifft das auch für die Anschlüsse 7 und 8 zu. Außerdem liegt häufig zwischen den Anschlüssen 2 und 8 ein Spannungsteiler, dessen Abgriff mit dem Anschluß 13 verbunden wird. Für den Betrieb am Wechselstromnetz verbindet man den einen Pol der Netzwechselspannung mit dem Anschluß 7 und legt den anderen Pol über einen zusätzlichen Widerstand (bei 220 V Wechselspannung etwa 20 kΩ) an den Anschluß 5.

Die Last, an die die Impulse geliefert werden sollen, d. h. der Eingang der zu beeinflussenden Schaltung, wird zwischen den Punkten 7 und 4 eingefügt.

Dies alles wurde nur aufgezählt, um einen Begriff von der Vielfalt der Anschlußmöglichkeiten zu geben. Merken braucht man sich hiervon nichts.

Die an Wechselspannung angeschlossene Schaltung

In **Bild 4** bedeutet U_b die Netzwechselspannung (220 V, 50 Hz). R_8 stellt einen Vorwiderstand dar, der zwischen diese Wechselspannung und die integrierte Schaltung eingefügt ist. Im großen gesehen bildet R_8 mit zwei einander parallel geschalteten Schaltungen eine Reihenschaltung.

Der eine Teil der Parallelschaltung ist die über die Diode D_6 gespeiste Schaltung, die mit der am Ladekondensator C_1 auftretenden Gleichspannung betrieben wird.

Der andere Teil der Parallelschaltung wird mit einer Wechselspannung gespeist.

Er besteht aus einer Ventil-Brückenschaltung (D_1 bis D_4) und einem damit in Reihe liegenden Zweig (R_7 parallel zur Z-Diode D_5).

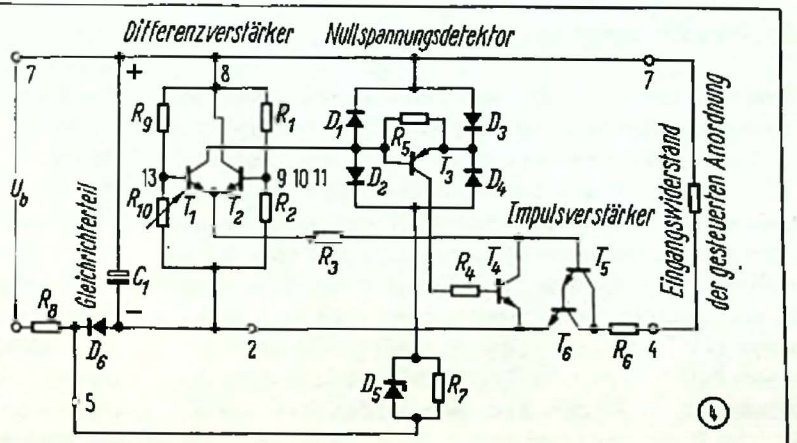
Wie bereits angedeutet, soll die Schaltung aus ihrem Ausgang (Anschlüsse 7 und 4) bei jedem Nulldurch-

gang der Netzwechselspannung einen Startimpuls liefern. Ob solche Impulse auftreten oder ob ihr Entstehen unterdrückt wird, hängt von dem Widerstandsverhältnis $R_{10} : R_9$ ab. Ist einer der beiden Widerstände beeinflußbar (z. B. mit Licht, Temperatur oder Magnetfeld), so kann das Auftreten der Impulse mit dem Wert der beeinflussenden Größe in Zusammenhang gebracht werden.

Die Hauptteile der Schaltung nach Bild 4

Die die integrierte Schaltung ergänzenden Bauelemente sind: C_1, R_8, R_9 und R_{10}. Die mit diesen Bauelementen ergänzte Schaltung kann man gemäß Bild 4 so gliedern:

- Ein Vorwiderstand (R_8), mit dem die Spannung für die übrige Schaltung erheblich herabgesetzt wird,
- ein Halbweggleichrichter (D_6, C_1), der die Speise-Gleichspannung für die die Transistoren enthaltende Teilschaltung liefert,
- ein Differenzverstärker (T_1, T_2), über den das Zustandekommen bzw. Ausbleiben der Impulse veranlaßt wird,
- eine Ventil-Brückenschaltung ($D_1 \ldots D_4$), in deren Brückenzweig der von dem Wechselspannungs-Nulldurchgang zu beeinflussende Transistor T_3 liegt,



Die Schaltung nach Bild 3 als Teil in einer gesamten aus dem Wechselstromnetz gespeisten Steuerschaltung.

- die Transistorstufe T_4, die den Eingang der Transistorkombination T_5, T_6 kurzschließt bzw. freigibt,
- die Transistor-Kombination T_5, T_6, in der der Transistor T_6 den Schalter für die abzugebenden Impulse darstellt und der Collector-Vorwiderstand R_6, der den Collectorstrom des Transistors T_6 begrenzt,
- die Parallelschaltung des Widerstandes R_7 mit der Z-Diode D_5, womit für die Ventil-Brückenschaltung ein bezüglich der beiden Wechselspannungshalbwellen unsymmetrischer Vorwiderstand gegeben ist. (Die Unsymmetrie ist notwendig wegen der Unsymmetrie der Spannung am Vorwiderstand R_8. Diese Unsymmetrie rührt von der Einweggleichrichtung her.)

Funktion der Schaltung

Zweckmäßigerweise läßt man den Differenzverstärker zunächst außer acht. An der Ventil-Brückenschaltung liegt eine Wechselspannung. Aus dieser folgt an der Parallelschaltung der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_3 mit dem Widerstand R_5 eine pulsierende Spannung. Solange deren Augenblickswert etwa 0,7 V übersteigt, ist der Transistor T_3 mit dieser Spannung durchgeschaltet. Sein Collectorstrom stellt den Basisstrom des Transistors T_4 dar. Folglich gehört zu durchgeschaltetem Transistor T_3 ebenfalls für T_4 der Durchschaltzustand. Mit dem durchgeschalteten Transistor T_4 ist die Transistor-Kombination T_5, T_6 eingangsseitig nahezu kurzgeschlossen. Diese Transistoren sind somit gesperrt.

Immer, wenn der Augenblickswert der Wechselspannung durch Null geht, wird der zuvor erwähnte Betrag von 0,7 V unterschritten. Das beginnt etwas vor dem Nulldurchgang und endet gleich nach dem Nulldurchgang.

Während dieser kurzen Zeitspanne sind der Transistor T_3 und mit ihm der Transistor T_4 gesperrt, was für die Transistoren T_5 und T_6 den Durchschaltzustand bedeutet.

Nun kommt der Differenzverstärker an die Reihe. Beim Verfolgen des Zustandekommens der Impulse kamen wir ohne das Betrachten des Differenzverstärkers aus. Dieser ist aber mit der Ventil-Brückenschaltung verbunden: Es führt nämlich eine Leitung vom Collector des Transistors T_1 zum Verbindungspunkt der Dioden D_1 und D_2. Daraus dürfen wir schließen:

Solange sich der Transistor T_1 im Sperrzustand befindet, kommen die Impulse zustande. Offenbar wird das Entstehen der Impulse stets verhindert, wenn der Transistor T_1 durchgeschaltet ist. Dieser Schluß trifft zu:

Bei durchgeschaltetem Transistor T_1 fließt dessen Collectorstrom. Dieser wird von der Gleichspannung, die am Ladekondensator herrscht, bewirkt. Ein Teil des Collectorstromes des Transistors T_1 kommt als Basisstrom des Transistors T_3 zur Geltung. Dieser Basisstrom schließt sich vom positiven Belag des Konden-

sators C_1 und damit von der am Anschluß 7 liegenden Leitung (in Bild 4 oben) über

die Diode D_3,
die Emitter-Basis-Strecke des Transistors T_3,
die Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_1,
den Widerstand R_3 und
die Collector-Emitter-Strecke des Transistors T_4

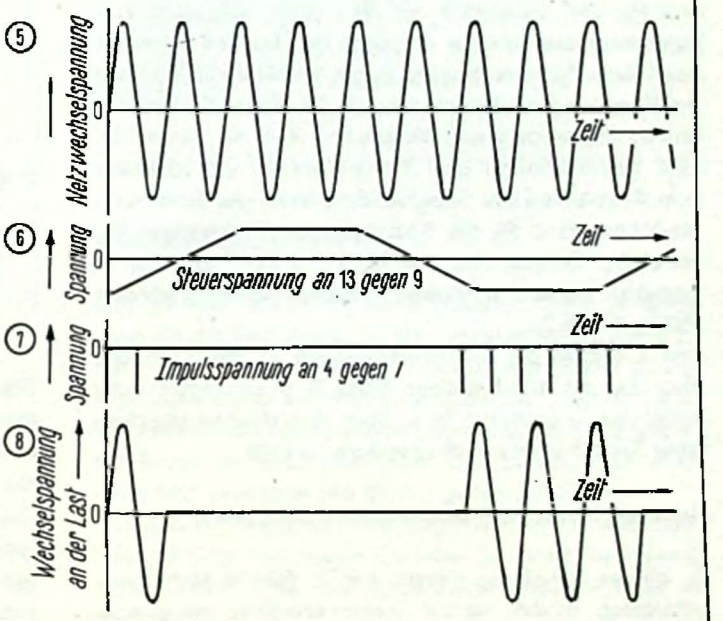
nach dem negativen Belag des Ladekondensators. Damit bleibt der Transistor T_3 aufgrund des durchgeschalteten Transistors T_1 auch dann durchgeschaltet, wenn die Netzwechselspannung durch Null geht.

Der zeitliche Sinusverlauf der speisenden Netzwechselspannung.

Ein beispielsweise angenommener Verlauf der Steuerspannung. Diese Spannung wirkt sich an der Basis des Transistors T_1 gegen die Basis des Transistors T_2 aus und ergibt sich mit Ändern des Widerstandswertes R_{10} (siehe Bild 4).

Ausgangsspannung der gesamten Steuerschaltung: Zu jedem Nulldurchgang der Netzwechselspannung tritt, wenn mit der Steuerspannung nach Bild 6 freigegeben, ein negativer Impuls mit etwa 50 µs Dauer auf (Amplitude ungefähr 3 V).

Die sich aufgrund der Wechselspannung gemäß Bild 5 und den in Bild 7 eingetragenen Impulsen an der Last mit Hilfe der Thyristor-Antiparallelschaltung bzw. des Triac ergebende Wechselspannung.



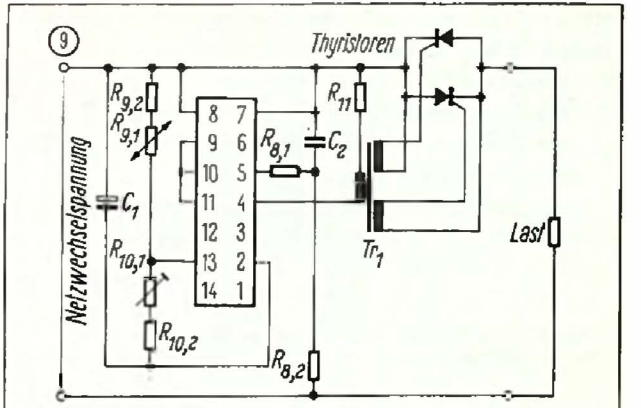
Zeitlicher Verlauf der wichtigsten Spannungen

Bild 5 veranschaulicht den zeitlichen Verlauf der Netzwechselspannung. Darunter ist in **Bild 6** ein angenommener zeitlicher Verlauf der Spannung des Punktes 13 gegen den Punkt 9 (siehe Bild 4) aufgetragen. Mit dieser Spannung steht es so: Die am Ladekondensator C_1 herrschende Gleichspannung wird einerseits auf R_9 und R_{10} und anderseits auf R_1 und R_2 aufgeteilt. Die Spannung des Punktes 13 gegen den Punkt 9 ist somit der Überschuß der Spannung am Widerstand R_{10} über die Spannung am Widerstand R_2. Ist dieser Überschuß positiv (Spannung am Widerstand R_{10}), so kommt es zum Durchschalten des Transistors T_1 und deshalb zum Ausbleiben der Impulse. Erst wenn die Spannung am Widerstand R_2 die Spannung am Widerstand R_{10} um einige Zehntel Volt übersteigt, ist der Transistor T_1 gesperrt, wobei die Impulse zustande kommen können **(Bilder 6 und 7).**

Bild 8 betrifft die Wechselspannung an der Last, die über die mit den Impulsen (Bild 7) geschalteten antiparallelen Thyristoren bzw. über den ebenso geschalteten Triac an Netzwechselspannung liegt.

Gesamtschaltung mit antiparallelen Thyristoren

Zu dieser Schaltung gehört der in **Bild 9** enthaltene Schaltplan. In ihm ist die bisher erörterte integrierte



Eine Gesamtschaltung, in der die integrierte Schaltung nach Bild 3 zum Steuern antiparallel geschalteter Thyristoren (unter dem Einfluß eines Kaltleiters als Fühler) dient. Anstelle eines Kaltleiters können als Fühler z. B. auch ein Photoleiter oder ein Heißleiter verwendet werden

Schaltung nurmehr als Rechteck dargestellt. Die Klemmenbezeichnungen stimmen mit denen des Bildes 3 überein. Die zuzuschaltenden Widerstände R_8, R_9 und R_{10} sind hier aufgegliedert:

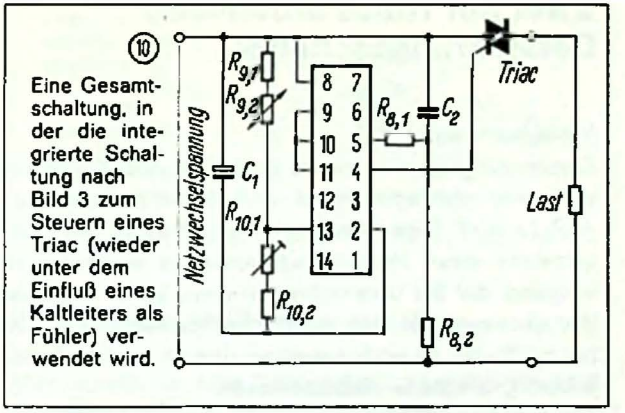
Der Widerstand $R_{9,1}$ stellt beispielsweise einen Kaltleiter dar. Dabei steigt der Widerstandswert von R_9 mit zunehmender Temperatur. Hierzu gehört ein Absinken der am Widerstandswert R_{10} auftretenden Teil-

spannung. Bei einer am Widerstand $R_{10,1}$ einstellbaren Temperatur kommt es so zu den bereits mehrfach erwähnten Impulsen, die die Thyristoren wechselweise in den Durchschaltzustand versetzen. Da für beide Thyristoren positive Starter-Katoden-Spannungsimpulse erforderlich sind, braucht man einen Impulstransformator, über den die Impulse an die zwei Thyristoren mit einander entgegengesetzter Polung abgegeben werden.
Mit dem Kondensator C_2 werden die Impulse etwas verlängert, was die Start-Sicherheit erhöht.

Bemessungshinweis
Als Werte kommen für 220 V Netzwechselspannung in Betracht:
Schichtwiderstände

$R_{8,1}$	1,5 kΩ	1 W	$R_{9,2}$	4,7 kΩ	0,5 W	R_{11}	33 Ω 0,5 W
$R_{8,2}$	18 kΩ	4 W	$R_{10,2}$	1 kΩ	0,5 W		
$R_{9,1}$	z. B. Kaltleiter-Kaltwiderstand mindestens 50 Ω						
$R_{10,1}$	Einstellwiderstand				10 kΩ	0,5 W	
C_1	Elektrolytkondensator				100 µF	15 V	
C_2	Kunststoff-Folienkondensator				20 nF	125 V	

Starter-Transformator (Zündtransformator) Tr_1 Kern S25/16 3E1, Typ 4322 020 20611 (2x) Eingangswicklung 200 Windungen 0,15 CuL, Ausgangswicklungen je 100 Windungen 0,2 CuL (Valvo-Schalen-Ferritkern).



Eine Gesamtschaltung, in der die integrierte Schaltung nach Bild 3 zum Steuern eines Triac (wieder unter dem Einfluß eines Kaltleiters als Fühler) verwendet wird.

Gesamtschaltung mit Triac

Bild 10 veranschaulicht diese Schaltung. Sie ist einfacher als die Schaltung mit den antiparallelen Thyristoren — nicht nur, weil ein Triac an die Stelle zweier Thyristoren tritt, sondern auch, weil der Triac für beide Halbwellen der Netzwechselspannung mit gleichgepolten Impulsen geschaltet wird. Die im vorangehenden Abschnitt angegebenen Werte gelten auch hier.
Die ganze integrierte Schaltung (Fabrikat General Electric) ist jetzt für unsere Zwecke zu einem erschwinglichen Preis unter der Typenbezeichnung PA 424 erhältlich.

Zwei mit Triacs arbeitende Dämmerungsschalter

Vorbemerkung

Dämmerungsschalter nennt man eine Anordnung, die von einer sich schleichend ändernden Helligkeit beeinflußt wird. Diese bewirkt im allgemeinen bei Überschreiten eines Helligkeitsgrenzwertes einen Schaltvorgang, der bei Unterschreiten eines tiefer liegenden Helligkeitsgrenzwertes rückgängig gemacht wird. Dabei heißt der Bereich zwischen diesen beiden Grenzwerten (Helligkeits-)**Schaltintervall.**

Die hier behandelten, an Wechselspannung betriebenen Dämmerungsschalter funktionieren anders, nämlich mit Stromflußwinkelsteuerung. Diese gilt nicht nur für den Triac, sondern auch für die Last. Als solche kommt hier somit kein Relais, sondern z. B. eine Lampe oder ein Motor in Betracht.

Die beiden Schaltungen

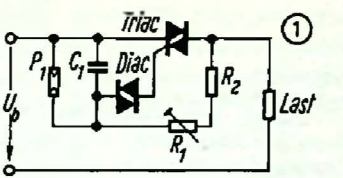
Es handelt sich hier um zwei höchst einfache Schaltungen, die aus wenigen Bauelementen bestehen. Für diese beiden Schaltungen gilt gemeinsam folgendes:
Beide Schaltungen sind für Anschluß an Wechselspannung ausgelegt. Die Werte der Bauelemente gelten für 220 V, 50 Hz.

Als Lichtfühler dient ein Photoleiter. Er arbeitet mit einem Kipp-Kondensator zusammen. Der Triac ist der Wechselstromschalter für die Belastung. Er hat die Aufgabe,
den Laststrom fließen zu lassen, wenn die auf den Photoleiter einwirkende Lichtstrahlung eine vorgegebene Grenze unterschreitet, und
diesen Strom zu sperren, wenn die Lichtstrahlung eine andere Grenze überschreitet.
Zum Starten des Triacs wird, wie in sehr vielen anderen Triac-Schaltungen, gemeinsam mit einem Kondensator einen Diac als Trigger-Diode verwendet.
Mit dem Abkippen der Spannung am Diac wird ein Teilentladen eines Kondensators bewirkt, wobei sich der Entladestromimpuls über die Starterstrecke des Triac schließt und den Stromdurchgang durch den Starter für jede Wechselspannungs-Halbwelle von neuem einleitet.

Die eine Schaltung

Der Triac ist hier bei fehlender Beleuchtung durchgeschaltet. Als Last kommen Glühlampen in Betracht, die bei abnehmender Helligkeit am Abend über den Triac eingeschaltet und am Morgen ausgeschaltet werden.
Bild 1 zeigt den Schaltplan. Der Diac liegt hier einerseits an dem Starter-Anschluß des Triac und ander-

seits an dem Abgriff eines Spannungsteilers. Dieser besteht aus dem Widerstands-Abschnitt ($R_1 + R_2$) und aus dem Abschnitt, der von der Parallelschaltung eines Kondensators C_1 mit einem Photoleiter P_1 gebildet ist.
Bei blockiertem Triac herrscht an dem Spannungsteiler die Netzwechselspannung U_b: Das eine Ende des Spannungsteilers ist unmittelbar mit dem einen Netzpol verbunden. Die Verbindung mit dem anderen Netzpol ergibt sich über die jetzt stromlose Last.
Der unbeleuchtete Photoleiter hat einen hohen Widerstand. Ist dieser Widerstand so hoch, daß der Photoleiterstrom gegen den Kondensatorstrom vernachlässigt werden darf, so wird der Kondensator während jeder Wechselspannungs-Halbwelle rasch auf die Spannung aufgeladen, mit der die für die Reihenschaltung des Diac mit der Triac-Starterstrecke geltende Kippspannung erreicht ist. Der Triac wird dabei mit dem aus dem Kippen des Diac folgenden Entladestromimpuls jeweils kurz nach Beginn einer jeden Wechselspannungs-Halbwelle durchgeschaltet. So ergibt sich ein gutes Ausnutzen aller Wechselspannungs-Halbwellen, was man mit einem großen »Stromfluß-winkel« bezeichnet.
Der stark beleuchtete Photoleiter hat einen geringen Widerstand. Das bedeutet in der Schaltung nach Bild 1 ein wirksames Überbrücken des Kondensators. Damit wird dessen zum Starten ausreichendes Aufladen verhindert.



Eine aus nur wenigen Bauelementen aufgebaute Schaltung eines Dämmerungsschalters. Als Fühler dient ein Photoleiter (ein Photowiderstand).

Zum Bemessen der Schaltung nach Bild 1

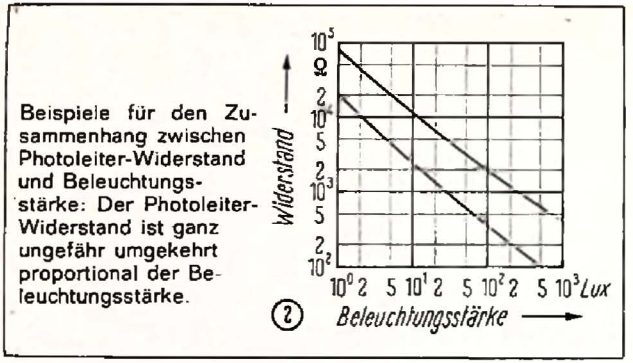
Man bemißt für eine Netzwechselspannung mit einem Effektivbetrag von 220 V und einer Frequenz von 50 Hz den Widerstand ($R_1 + R_2$) mit ungefähr 22 kΩ und den Kondensator C_1 mit 50 nF. Zu 50 nF gehört bei einer Frequenz von $f = 50$ Hz ein kapazitiver Blindwiderstand X_C von

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \approx$$

$$\frac{1}{6{,}28 \cdot f \cdot C} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 50\ \text{Hz} \cdot 50 \cdot 10^{-9}\ \text{F}}$$

wobei
$1\ \text{F} = 1\ \text{A} \cdot \text{s} : \text{V}$, $1\ \text{Hz} = 1 : \text{s}$ also $1\ \text{Hz} \cdot 1\ \text{F} =$
$= 1\ \text{A} : \text{V} = 1\ \text{S}$

$$X_C \approx \frac{10^9}{6{,}28 \cdot 2500\ \text{S}} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 2{,}5\ \text{S}} = 64 \cdot 10^3\ \Omega = 64\ \text{k}\Omega$$



Beispiele für den Zusammenhang zwischen Photoleiter-Widerstand und Beleuchtungsstärke: Der Photoleiter-Widerstand ist ganz ungefähr umgekehrt proportional der Beleuchtungsstärke.

Bei einer weniger starken Beleuchtung kommt es zwar zum Starten des Stromdurchgangs durch den Triac, aber zu kleineren Stromflußwinkeln.

Der Photoleiter (CdS-Photowiderstand)

Bild 2 stellt als Beispiele die Widerstands-Beleuchtungsstärke-Kennlinien zweier **Photoleiter** dar, wie sie hier in Frage kommen dürften. Mit absinkendem Photoleiter-Widerstand wird die an der Parallelschaltung des Kondensators mit dem Photoleiter (bei gesperrtem Triac) auftretende Spannung immer geringer. Dabei wird schließlich die Kippspannung der Diac-Triac-Starter-Strecke nicht mehr erreicht. Hiermit unterbleibt das Starten des Triac. Er verharrt nun im Blockierzustand.

An dem Kondensator soll sich bei fehlender oder geringer Beleuchtung, d. h. bei vernachlässigbar geringem Photoleiterstrom, ein rascher Spannungsanstieg ergeben. Dazu gehört für $(R_1 + R_2)$ ein Gesamtwiderstand, der höchstens etwa ein Drittel von X_C ausmacht. Das ist mit $(R_1 + R_2) \approx 20\,\text{k}\Omega$ der Fall.

Nun zum Photoleiter: Sein Widerstandswert muß im unbeleuchteten Zustand wenigstens das Doppelte des Betrages des kapazitiven Widerstandes X_C aufweisen, und im normal beleuchteten Zustand weit unter dem Betrag von X_C liegen. Trifft dies zu, so braucht man in dem Zusammenhang mit dem Spannungsteiler von der Parallelschaltung des Kondensators mit dem genügend beleuchteten Photoleiter nurmehr den Photoleiter allein in Rechnung zu setzen.

Der Scheitelwert des dabei am Photoleiter auftretenden Teils der Netzwechselspannung U_b muß hierbei unter dem bereits erwähnten Kippspannungsbetrag des Diac liegen. Dieser dürfte mit ganz ungefähr 30 V angenommen werden.

Setzt man als den maximal (d. h. bei 10 % Überspannung) auftretenden Scheitelwert der Netzwechselspannung

$$1{,}1 \cdot 220\,\text{V} \cdot 1{,}41 \approx 340\,\text{V}$$

voraus, so gilt mit

$$(R_1 + R_2) = 20\,\text{k}\Omega$$

und dem höchstzulässigen Widerstandswert (R_{Ph}) des beleuchteten Photoleiters

$$\frac{R_{Ph} + 20\,k\Omega}{R_{Ph}} = \frac{340\,V}{30\,V} \approx 11{,}3$$

$R_{Ph} + 20\,k\Omega = 11{,}3 \cdot R_{Ph}$
oder $20\,k\Omega = 11{,}3\,R_{Ph} - R_{Ph} = 10{,}3\,R_{Ph}$
oder $R_{Ph} = 20\,k\Omega : 10{,}3 \approx 1{,}9\,k\Omega$

Das ist der höchstzulässige Widerstandswert für den Photoleiter, der so beleuchtet ist, daß der Triac blokkiert zu bleiben hat. Natürlich hat man evtl. mit höheren Beleuchtungsstärken und deshalb auch mit noch niedrigeren Werten des Photoleiter-Widerstandes zu rechnen.
Für das Berechnen der in den Widerständen ($R_1 + R_2$) maximal in Wärme umgesetzten Leistung kann man den Photoleiter-Widerstand außer acht lassen. Man darf dafür also annehmen, daß ($R_1 + R_2$) unmittelbar an der Netzwechselspannung liegt. Die höchste in ($R_1 + R_2$) in Wärme umgesetzte Leistung P_R ergibt sich für den höchsten Netzspannungs-Effektivwert (z. B. $1{,}1 \cdot 220\,V = 242\,V$) und für den Mindestwert von ($R_1 + R_2$) (z. B. angenommen 18 kΩ). Wir erhalten hiermit als Leistung

$$P_R = \frac{U^2}{R} = \frac{(242\,V)^2}{18\,k\Omega} = \frac{59\,000\,V^2}{18\,000\,\Omega} \approx 3{,}3\,W$$

Die im Photoleiter maximal in Wärme umgesetzte Leistung P_P kommt zustande, wenn die Kippspannung, die wir mit 30 V angenommen hatten, am Photoleiter eben noch nicht erreicht wird. Dazu gehört ein Widerstandswert in der bereits berechneten Größenordnung von 1,9 kΩ. Es gilt somit als Wert der vom Photoleiter mindestens auszuhaltenden, in Wärme umgesetzten Leistung P_P:

$$P_P = \frac{(30\,V)^2}{1{,}9\,k\Omega} = \frac{900\,V^2}{1900\,\Omega} \approx 0{,}47\,W$$

Ein Photoleiter für geringere Verlustleistung kommt daher hier nicht in Betracht.

Schaltteilliste zu Bild 1

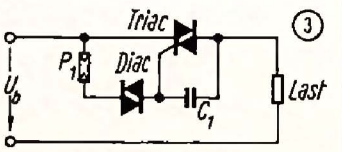
In der für 220 V geltenden RCA-Originalschaltung ist ($R_1 + R_2$) zu einem Festwiderstand mit einem Normalwert von 22 kΩ zusammengefaßt, was in den meisten Fällen zulässig sein dürfte. Zu 22 kΩ wird eine maximale Verlustleistung von 5 W empfohlen (3,3 W hatten wir ausgerechnet). Wählt man R_1 und R_2 getrennt, so wird man R_1 mit 5 kΩ und R_2 mit 20 kΩ bemessen, was für R_1 eine Belastbarkeit mit 1 W und für R_2 eine Belastbarkeit von 4 W bedeutet.
Für den Kondensator $C_1 = 50$ nF genügt ein Typ, dessen höchstzulässige Wechselspannung mit 100 V ange-

geben ist. Wenn man die Schaltung auf ein Mindestmaß an Bauteilen reduzieren möchte, faßt man nicht nur ($R_1 + R_2$) als Festwiderstand zusammen, sondern wählt der Originalschaltung gemäß einen Triac mit eingegliedertem Diac (RCA 40 432). Als Photoleiter ist für die Originalschaltung RCA 4453 empfohlen.

Die andere Schaltung

Diese Schaltung **(Bild 3)** ist schon deshalb interessant, weil sie außer dem Triac, dem Diac und dem Photoleiter nur einen Kondensator enthält.
Als bemerkenswert an ihr dürfte aber vor allem wohl die Tatsache sein, daß der Kippkondensator hier anders in die Schaltung eingefügt ist, als man das von anderen solchen Schaltungen gewohnt ist: Sonst überbrückt er gemeinsam mit dem Diac die Starterstrecke des Triac, also die Strecke zwischen dem Starter-Anschluß und dem Strom-Anschluß, der dem Starter zugeordnet ist. Hier aber überbrückt der Kippkondensator gemeinsam mit dem Diac die Triac-Strecke zwischen dem Starter-Anschluß und dem anderen Strom-Anschluß (im Bild rechts des Triac).
Daraus folgt: Das Starten des Triac wird unterbunden, wenn der Photoleiter-Widerstand so niedrig ist, daß der Scheitelwert der an ihm auftretenden Spannung unter dem Kippspannungsbetrag bleibt.
Der Kondensator C_1 hat in dieser Schaltung eine Kapazität von 100 nF. Zuvor hatten wir ermittelt, daß bei 50 Hz zu 50 nF ein kapazitiver Widerstand von 64 kΩ gehört. Da sich die kapazitiven Widerstände bei derselben Frequenz umgekehrt wie die Kapazitäten verhalten, haben wir es diesmal mit einem kapazitiven Widerstand von 32 kΩ zu tun.
Die an dem aus Diac- und Triac-Starterstrecke bestehenden Schaltungsteil zum Kippen führende Spannung hatten wir zuvor mit 30 V angesetzt. Für den maximalen Netzwechselspannungs-Scheitelwert ließen wir 340 V gelten. Kondensatorspannung und Photoleiterspannung sind um 90° gegeneinander phasenverschoben. Dazu gehört mit U_C = Scheitelwert der Kondensatorspannung:

$$U_C^2 = (340\ \text{V})^2 - (30\ \text{V})^2 \approx 116\,000\ \text{V}^2 - 900\ \text{V}^2.$$



Eine zweite noch etwas einfachere Dämmerungsschalter-Schaltung.

Das zeigt, daß praktisch $U_C \approx 340\,V$. Deshalb dürfen wir den Wert von R_P, bei der der Diac gerade noch nicht kippen soll, so berechnen:

$$\frac{R_P}{X_C} \approx \frac{30\,V}{340\,V} \text{ oder mit } X_C = 32\,k\Omega\; R_P \approx 32\,k\Omega \cdot \frac{30}{340} \approx$$

$$\approx 2{,}8\,k\Omega$$

Der Effektivbetrag I des den Photoleiter durchfließenden Stromes wird im wesentlichen vom Effektivbetrag der Netzwechselspannung und dem kapazitiven Widerstand X_C bestimmt. Als maximalen Effektivbetrag der Netzwechselspannung wollen wir wieder $1{,}1 \cdot 220\,V = 242\,V$ ansetzen. Daraus folgt mit $X_C = 32\,k\Omega$ ein Strom von

$I = 242\,V : 32\,k\Omega = 7{,}6\,mA$.

Im Photoleiter wird demgemäß eine Leistung von nur $(7{,}6\,mA)^2 \cdot R_P$ verbraucht, d. h. in Wärme umgesetzt. Mit $R_P = 2{,}8\,k\Omega$ bedeutet das

$(7{,}6\,mA)^2 \cdot 2{,}8\,k\Omega = 58 \cdot 10^{-6}\,A^2 \cdot 2{,}8 \cdot 10^3\,\Omega \approx 160\,mW$.

Bei höheren Werten des Photoleiter-Widerstandes kommt es zum Kippen des Diac. Dabei geht der größere Teil des Kondensator-Entladestromes über den aus Diac und Starterstrecke des Triac bestehenden Weg. Der andere Teil aber schließt sich nach wie vor über den Photoleiter. Hierbei wird die Spannung am Photoleiter auf die von uns angenommenen 30 V begrenzt. Wenn der Photoleiter-Widerstand erheblich über die 2,8 kΩ angestiegen ist, z. B. auf mindestens 10 kΩ, kann man die 30 V als Effektivbetrag der Photoleiter-Spannung gelten lassen. Damit ergibt sich am Photoleiter mit dessen Widerstand R_P eine Verlustleistung von

$$\frac{U^2}{R_P} = \frac{(30\,V)^2}{R_P} \text{ und z. B. mit } R_P = 10\,k\Omega$$

$$\frac{(30\,V)^2}{R_P} = \frac{900\,V^2}{10\,000\,\Omega} = 90\,mW$$

Die berechneten 160 mW stellen somit einen Wert dar, der als Höchstwert betrachtet werden darf.

Angaben über die Schaltelemente

Für 220 V, 50 Hz Netzwechselspannung und eine Last 600 W gibt es eine diesbezügliche General-Electric-Originalschaltung. Hierzu werden genannt: C_1 Kondensator mit 100 nF, 400 V Wechselspannung,
Triac GE SC 41 B, Diac GE ST 2, Photoleiter GE B 425.

Thyristor-Temperaturregelschaltung

Vorbemerkung

Hier wird ein Kleinleistungsthyristor zum Starten des Stromdurchgangs durch größere Thyristoren eingesetzt. Mit **»Kleinleistungsthyristoren«** bezeichnet man im allgemeinen Thyristoren, die für Dauerströme bis etwa 1A in Frage kommen. Bezüglich Gehäuse bzw. Umpressung ähneln sie kleineren oder mittleren Transistoren. Als solche Thyristoren dienen auch Thyristor-Tetroden.

Die hier beschriebene Schaltung ist zum Schalten ohmscher Last — nämlich zum Steuern einer elektrischen Heizung — gedacht. Der Lastwiderstand ist daher ein Heizkörper. Dessen Leistung wird mit 3 kW angenommen.

Der unter dem Einfluß eines Temperaturfühlers stehende Kleinleistungsthyristor hat die Aufgabe, das Starten des Stromdurchgangs durch den einen von zwei antiparallel geschalteten Leistungsthyristoren freizugeben oder zu verhindern.

Mit dem Starten des Stromdurchgangs durch den einen Leistungsthyristor wird das Starten des Stromdurchgangs durch den anderen Leistungsthyristor für die folgende Halbperiode vorbereitet. Damit ist erreicht, daß positive und negative Stromhalbwellen immer paarweise auftreten müssen.

Es handelt sich im vorliegenden Fall um eine sogenannte **Vollwellensteuerung.** Bei dieser Betriebsart wird der Stromdurchgang durch jeden der zwei Leistungsthyristoren jeweils zum Zeitpunkt des ihm zugeordneten Nulldurchgangs der Netzwechselspannung, und zwar für eine ganze Zahl der Wechselspannungsperioden gestartet.

Das Steuern besteht hierbei darin, daß zum Herabsetzen des (mittleren) Strom-Effektivwertes in relativ kurzen Zeitabständen mehr oder weniger Perioden der Netzwechselspannung für den Stromdurchgang unausgenutzt bleiben. Im Extremfall wechseln längere Zeitspannen, in denen die Wechselspannung für den Stromdurchgang voll ausgenutzt wird, mit kurzen Zeitspannen ab, während denen die Leistungsthyristoren blockiert bleiben. Das entspricht einer **Zweipunkt-Regelung.**

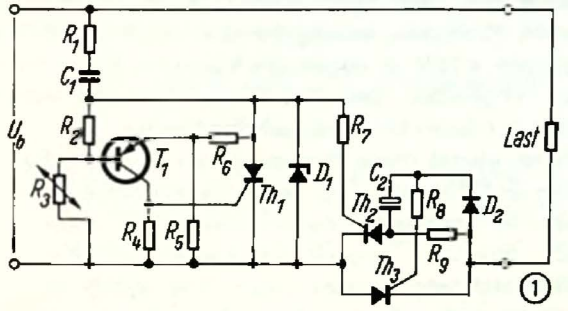
Die Schaltung

Bild 1 zeigt den Schaltplan. R_3 ist der Temperaturfühler, unter dessen Einfluß die Schaltung steht. Hier dient als solcher Fühler ein Heißleiter. Hierbei handelt es sich um eine echte Regelschaltung: Der Regelkreis ist mit dem Einwirken der Heizwiderstands-Temperatur auf den Temperaturfühler R_3 geschlossen.

In anderen Fällen kann zum Beeinflussen einer sonst gleichen Schaltung statt dessen z. B. auch ein Kaltlei-

ter oder, wenn es sich um das Erfassen einer Licht- bzw. Infrarot-Strahlung handelt, ein Photoleiter dienen. Die vom Heißleiter R_3 beeinflußte Schaltung, mit der die Leistungsthyristoren gestartet werden, liegt in Reihe mit dem Widerstand R_1 und dem Kondensator C_1 an Netzwechselspannung. Ihr ist die Z-Diode D_1 parallel geschaltet, deren Z-Spannung sich auf etwa 10 V beläuft.

Die Reaktanz des Kondensators $C_1 = 1\ \mu F$ beträgt bei 50 Hz etwa 3 kΩ. Der Widerstand R_1 hat mit 150 Ω einen hiergegen recht geringen Wert. Daher tritt an dem Kondensator C_1 nahezu die volle Netzwechselspannung auf. Folglich eilt der Strom, der die Reihenschaltung von R_1 und C_1 mit der Ansteuerschaltung durchfließt, der Netzwechselspannung um ziemlich genau 90° voraus. Mit diesem Strom ist die Spannung an der Ansteuerschaltung in Phase. Wegen der Z-Diode handelt es sich hierbei um eine Rechteckspannung mit einem positiven Wert gleich der Z-Spannung der Z-Diode und mit einem negativen Wert gleich dem Betrag der Durchlaßspannung der Z-Diode (ungefähr +10 V und —0,7 V).



Eine Temperaturreglerschaltung, in der die Antiparallelschaltung zweier Thyristoren unter dem Einfluß eines Heißleiter-Widerstandswertes steht. Der Thyristor Th_1 schließt bei zu hoher Heißleiter-Temperatur den Ausgang der Schaltung kurz, des bei niedrigerer Heißleiter-Temperatur die hier zum Starten des Thyristors Th_2 erforderliche Starter-Katodenspannung liefert.

Zu hohe Temperatur, Heißleiterwiderstand gering

Zuerst betrachten wir also den Fall, der mit einem relativ niedrigen Wert des Widerstandes R_3 (des Heißleiters) gegeben ist (hohe Temperatur). Die Widerstände R_2 und R_3 bilden gemeinsam den Basis-Spannungsteiler des Transistors T_1. Ein niedriger Wert des Widerstandes R_3 hat eine Basis-Emitter-Spannung zur Folge, die den Transistor in seinen Durchschaltzustand steuert. Dieser Durchschaltzustand ist wegen des bereits erwähnten Voreilens der Spannung an der Reihenschaltung von R_2 mit R_3 schon während der negativen Halbwelle der Netzwechselspannung erreicht.

Beim Auftreten des Durchschaltzustandes des Transistors T_1 liegt — abgesehen von der dann geringen

Collector-Emitter-Restspannung dieses Transistors — die Starter-Katodenstrecke des Thyristors Th_1 an dem mit $R_5 : (R_5 + R_6)$ gegebenen Bruchteil der Spannung, deren Phasenlage mit dem Kondensator C_1 und deren Augenblickswerte mit der Z-Diode D_1 aus der Netzwechselspannung folgen. Aufgrund dieser Spannung ist der Thyristor Th_1 schon von Beginn jeder positiven Halbwelle der Netzwechselspannung an durchgeschaltet. Der Thyristor Th_1 schließt auf diese Weise die gesamte von R_3 beeinflußte Schaltung kurz. Folglich unterbleibt ein Starten des Stromdurchgangs durch den Thyristor Th_2 womit auch der Thyristor Th_2 blokkiert bleibt.

Hierzu eine Zwischenbemerkung: Die sich aufgrund des Zusammenwirkens der Z-Diode D_1 mit R_1 und C_1 ergebende, zwischen +10 V und —0,7 V schwankende Spannung stellt hier eine Urspannung dar. Mit dem Kurzschluß dieser Spannung während der positiven Halbwelle tritt statt der +10 V nur die Thyristor-Durchlaßspannung an dem Kleinleistungsthyristor Th_1 auf. Ob der Transistor T_1 dabei weiterhin Strom durchläßt oder nicht, ist hier deshalb belanglos, weil der für den Thyristor Th_1 bewirkte Durchschaltzustand bestehen bleibt, bis der Strom unter den Haltestromwert des Thyristors Th_1 abgesunken ist (unmittelbar vor dem Nulldurchgang der Spannung an der Schaltung, für die die Z-Diode D_1 einen Parallelzweig darstellt).

Temperatur zu niedrig, Heißleiterwiderstand zu hoch

Nun möge der Heißleiter R_3 einen einigermaßen hohen Wert angenommen haben. Hierbei erreicht die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 ihren Schleusenwert nicht mehr. Folglich bleibt der Transistor T_1 völlig gesperrt. Deshalb herrscht am Widerstand R_4 keine Spannung. Daher wird durch den Thyristor Th_1 kein Stromdurchgang gestartet.
Unter dieser Bedingung tritt jetzt an der Reihenschaltung des Widerstandes R_7 mit der Starter-Katodenstrecke des Leistungsthyristors Th_2 die bereits erwähnte Rechteckspannung (+10 V —0,7 V) auf. Der Wert von +10 V ist wegen des Voreilens dieser Spannung gegenüber der Netzwechselspannung bereits längst vor deren Nulldurchgang vorhanden.
Folglich startet diese Spannung den Stromdurchgang durch den Thyristor Th_2, wenn die Netzwechselspannung von negativen Augenblickswerten durch Null nach positiven Augenblickswerten übergeht. Der Stromdurchgang beginnt daher fast sofort mit der positiven Halbwelle der Netzwechselspannung.
Während des Durchgangs des Stromes I durch den Thyristor Th_2 tritt im Zusammenhang mit diesem Strom I am Widerstand R_9 eine Spannung $I \cdot R_9$ auf. An ihr liegt die Reihenschaltung der Diode D_2 mit dem Kondensator C_2. Daher wird der Kondensator C_2 mit dieser Spannung aufgeladen.

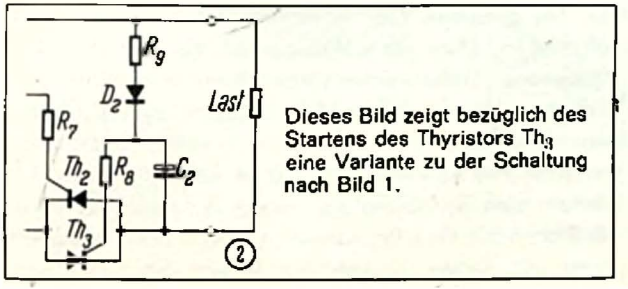
Mit Beginn der negativen Halbwelle der Netzwechselspannung setzt am Thyristor Th_3 die positive Anoden-Katoden-Spannung ein. Hierbei kommt es aufgrund der über den Widerstand R_8 an der Starter-Katoden-Strecke des Thyristors Th_3 liegenden Kondensatorspannung sofort zum Stromdurchgang durch den Thyristor Th_3.

Aus dieser Schilderung folgt: Eine solche Schaltung funktioniert nur unter der Voraussetzung eines Widerstandswertes von R_9, der an den Laststrom angepaßt ist. Dafür gilt mit 310 V Scheitelwert der Netzwechselspannung (Effektivwert 220 V) und 5 V als zum Starten notwendiger Kondensatorspannung:

$$\frac{R_9}{R_{last}} \approx \frac{5\,V}{310\,V} \quad \text{oder} \quad R_9 \approx R_{last} \cdot \frac{1}{62} \quad \text{und deshalb für}$$

$R_{last} = 16\,\Omega \qquad R_9 \approx 0{,}26\,\Omega$

Der Kondensator C_2 muß eine solche Kapazität aufweisen, daß die gespeicherte Energie für ein einmaliges Starten des Thyristors Th_3 mit Sicherheit ausreicht, daß aber die Restladung kein nochmaliges Starten bewirken kann.



Dieses Bild zeigt bezüglich des Startens des Thyristors Th_3 eine Variante zu der Schaltung nach Bild 1.

Für die Schaltung nach Bild 1 kommen in Frage:

$R_1 = 150\,\Omega$	$R_7 = 330\,\Omega$	D_1 ZF 10
$R_2 = 560\,\Omega$	$R_8 = 33\,\Omega$	D_2 BAY 17
$R_3 = (1 \ldots 10\,k)\Omega$*	$R_9 = 0{,}25\,\Omega\ 25\,W$	T_1 BSX 40
$R_4 = 10\,k\Omega$	$C_1 = 1{,}5\,\mu F$	Th_1 T 1N 0,5 POB
$R_5 = 390\,\Omega$	$C_2 = 25\,\mu F$	Th_2 T14N 4 EOA
$R_6 = 470\,\Omega$	$R_{last} = 16\,\Omega$	Th_3 T14N 4 EOA

D_1, D_2, Th_1, Th_2, Th_3 sind Intermetall-Halbleiter-Bauelemente.

* R_3 Heißleiter-Kaltwiderstand je nach Erfordernissen.

Eine Variante der Schaltung

Das Ansteuern des Thyristors Th_3 kann auch in der Weise erfolgen, daß der Kondensator C_2 aus dem Netz mit den positiven Halbwellen der Netzwechselspannung in den Zeitspannen aufgeladen wird, in denen sich der Thyristor Th_2 im Durchlaßzustand befindet. Der Widerstand R_9 **(Bild 2)** muß hierbei so auf die Kapazität des Kondensators C_2 abgestimmt werden, daß die Spannung am Kondensator bei diesem Aufladen etwa einen Wert von 10 V erreicht. Für die Schaltung nach Bild 2 gelten dieselben Werte wie für die Schaltung nach Bild 1 mit folgenden Ausnahmen: $R_9 =$ 2,2 kΩ 12 W, $C_2 = 2{,}5\,\mu F$, D_2 1 N 4005 (Intermetall).

Thyristor-Motor-Zündschaltung

Übersicht

Es handelt sich hierbei um das Zünden von Benzinmotoren. .
In einer mit Thyristor arbeitenden Motor-Zündschaltung wird die zum Zünden des Motors benötigte Arbeit in einem Kondensator gespeichert. Diesen entlädt man jeweils über die Eingangswicklung der Motor-Zündspule.
Eine in dieser Weise arbeitende Zündschaltung besteht aus folgenden Elementen:

- einem Gleichspannungswandler, der die Motor-Batteriespannung in eine Gleichspannung von (250 . . . 350) V wandelt,
- einem Speicherkondensator, der jeweils auf diese Spannung aufgeladen wird,
- einem Thyristor, der den Entladestromkreis schließt,
- der Motor-Zündspule, deren Eingangswicklung vom Entladestrom des Speicherkondensators durchflossen wird, und
- einer Schaltung, die beim Öffnen des Motor-Unterbrecherkontaktes einen Triggerimpuls für den Thyristor liefert.

Die Schaltung

Das **Bild 1** zeigt den Schaltplan. Der Gegentakt-Gleichspannungswandler enthält in seinem Ausgang einen Brückengleichrichter, über den der Speicherkondensator C_5 aufgeladen wird.
Der Motor-Unterbrecherkontakt, der ihn überbrückende Kondensator C_3 und die Zündimpulse ZSp sind Bauelemente der bisher üblichen Motor-Zündeinrichtung, bei der die Zündenergie im Magnetfeld der Zündspule gespeichert wurde und der Motor-Unterbrecherkontakt zum Schalten des Zündspulenstromes diente. Der Kondensator C_3 kann im Rahmen einer Zündschaltung mit Thyristor entfallen, darf aber in einer solchen Schaltung auch belassen werden.

Funktion der Schaltung

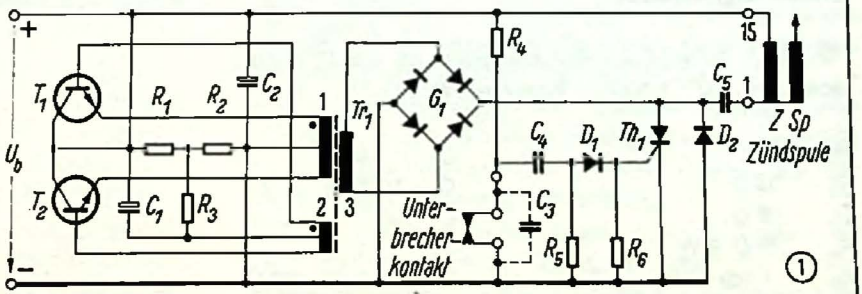
Bei geschlossenem Unterbrecherkontakt ist der Thyristor Th_1 gesperrt. Der Speicherkondensator C_5 wird aufgeladen. Über den Widerstand R_4 und den geschlossenen Unterbrecherkontakt fließt ein Strom.
Wird der Unterbrecherkontakt geöffnet, so tritt (gegebenenfalls Hand in Hand mit dem sehr kurz dauernden Aufladen des Kondensators C_3) an dem Unterbrecherkontakt eine Spannung auf. Deren Anstieg ist im wesentlichen mit dem Produkt $(R_4 + R_5 \parallel R_6) \cdot C_4$ bestimmt
Durch die Diode D_1 geht ein Strom. Ein Teil davon

schaltet als Thyristor-Starterstrom den Thyristor durch. Damit ist der Entladestromkreis des Speicherkondensators geschlossen.

Der Entladestrom des Speicherkondensators C_5 durchfließt den Thyristor, die Batterie (von deren Minuspol nach deren Pluspol) und die Eingangswicklung der Zündspule.

Dabei ergibt sich an dieser Eingangswicklung ein Spannungssprung. Dessen Wert ist mit dem der Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers gegeben. Dieser Spannungssprung wird in der Zündspule von deren Eingangswicklung auf deren Ausgangswicklung transformiert. Ein Teil der im Speicherkondensator gespeicherten und von ihm an die Zündspule gelieferten Arbeit wird für das Zünden des Motors verbraucht. Der Rest steckt jetzt im Zündspulen-Magnetfeld, das beim Entladen des Speicherkondensators entstand. Das Zündspulen-Magnetfeld baut sich anschließend ab. Dabei werden die Eingangswicklung der Zündspule und der Thyristor von einem abklingenden Strom durchflossen. Dieser Strom lädt den Kondensator mit entgegengesetzter Polung wie zuvor auf. Wenn der Strom bis auf den Haltestromwert des Thyristors abgesunken ist, fällt der Thyristor in den Blokkierzustand zurück. Jetzt besteht für den Kondensator ein Entladestromweg über die Zündspulen-Eingangswicklung, die Batterie und die Diode D_2.

Mit dem Entladestrom baut sich von neuem ein Zündspulen-Magnetfeld auf. Es erreicht seinen Scheitelwert, wenn der Kondensator entladen ist. Das Zündspulen-Magnetfeld klingt dann wieder ab. Dabei fließt der Strom als neuerlicher Kondensator-Ladestrom noch



Schaltung zum Zünden von Benzinmotoren mit Entladen des Ladekondensators (Speicherkondensators) C_5 Die Schaltung besteht aus einem Gegentakt-Gleichspannungswandler mit den Transistoren T_1 und T_2, dem Transformator Tr_1, dem hierzu gehörenden Gleichrichter G_1 und dem Ladekondensator C_5 sowie aus einem Schalterteil, der gesteuert vom Unterbrecherkontakt — mit dem Thyristor Th_1 den Weg für das Entladen des Ladekondensators C_5 freigibt.

weiter. So wird der Kondensator mit der Polung geladen, die derjenigen der Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers entspricht. Dieser Strom unterstützt deshalb das vom Gleichspannungswandler bewirkte Laden des Speicherkondensators.

Verhindertes Auswirken des Unterbrecherkontakt-Prellens

Beim erneuten Schließen des Unterbrecherkontaktes kann sich der Kondensator C_4 nur über R_5 entladen. Die dabei wirksame Entladezeitkonstante ($R_5 \cdot C_4 \approx$ 1 ms) bildet einen Schutz gegen die Folgen des Kontaktprellens beim Aufsetzen der Unterbrecher-Kontakte (etwa 0,1 ms), weil die Ladung des Kondensators während der kritischen Zeit nur unwesentlich abnimmt.

Bemessungshinweis

Für einen Sollwert der Batteriespannung von 12 V, zulässig (9 ... 15) V, gelten folgende Werte:

R_1	360 Ω	C_1	50 µF 15 V
R_2	33 Ω	C_2	1000 µF 15 V
R_3	10 Ω	C_3	(0,1 ... 0,3) µF
R_4	39 Ω 4 W	C_4	1 µF
R_5	1 kΩ	C_5	2 µF 400 V
R_6	100 Ω		

D_1	BAY 86	Tr_1	Schnittbandkern SM 55
D_2	Si D 01 K	w_1	2 × 49 Windungen 0,8 CuL
T_1	BDY 34	w_2	2 × 65 Windungen 0,2 CuL
T_2	BDY 34	w_3	1020 Windungen 0,28 CuL
Th	T 6,5/400		
G	4 × BAY 89		

Alle Halbleiter-Bauelemente Telefunken

Technische Daten

Umgebungstemperaturbereich	—20° C ... +70° C
Frequenz des Gleichspannungswandlers	etwa 100 Hz
Strom aus Batterie bei stillstehendem Motor	etwa 0,5 A
Ausgangsspannung je nach Batteriespannung	etwa 21 kV ... 29 kV

3 Motor-Steuerschaltungen mit Triacs

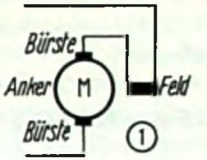
Übersicht

Alle drei Schaltungen betreffen die Stromflußwinkelsteuerung von Universalmotoren. Bei einer dieser Schaltungen handelt es sich um eine **Zweizeitkonstantenschaltung**. Das ist eine Schaltung, in der die für die Stromflußwinkelsteuerung benötigte Kombination eines Einstellwiderstandes und eines Kondensators mit einer weiteren Widerstands-Kondensator-Kombination zum Vermindern des Hysterese-Effekts ergänzt ist.

Die zweite Schaltung stellt eine **Vierdiodenschaltung** dar. Das ist eine in bezug auf beide Wechselspannungshalbwellen symmetrisch wirkende, mit Dioden ergänzte Stromflußwinkel-Steuerschaltung. Mit den Dioden wird ein Entladen des zur Stromflußwinkelsteuerung dienenden Kondensators auch dann erreicht, wenn es nicht zum Starten des Triacs kommt. Eine solche Schaltung ist frei von dem Hysterese-Effekt.

Die hier dritte Schaltung hat den Zweck, einen Universalmotor in Abhängigkeit von dem Wert einer Einflußgröße (beispielsweise der Beleuchtungsstärke oder der Temperatur) in der einen oder anderen Drehrichtung umlaufen zu lassen. Dabei soll sich die Umlaufgeschwindigkeit des Motors nach der Abweichung des Wertes der Einflußgröße von dem Mittelbereich richten, dem der Stillstand des Motors zugeordnet ist.

Schaltzeichen für einen Universalmotor mit den Bezeichnungen seiner elektrisch wesentlichen Teile.



Der Universalmotor

Ein Universalmotor ist ein Motor, der — seiner Bezeichnung gemäß — an Gleich- oder Wechselspannung betrieben werden kann. Heute verwendet man solche Motoren auch, und zwar vorzugsweise da, wo es sich ausschließlich um Betrieb an Wechselspannung handelt. Dabei sind die Kennzeichen eines Universalmotors:

- Zunächst die leitende Verbindung zur **Anker-Wicklung (Läufer-** oder **Rotorwicklung)** über den am Anker befindlichen **Kollektor** und die feststehenden **Bürsten** die auf dem umlaufenden Kollektor schleifen,
- die Reihenschaltung der **Ständer-, Stator-** oder **Feld**wicklung mit der Ankerwicklung, wobei die Feldwicklung als Ganzes oder in zwei Hälften mit der Ankerwicklung in Reihe liegt **(Bild 1),**
- eine Nennleistungsaufnahme normalerweise von ganz ungefähr 100 W bis höchstens 1 kW,
- eine maximale Umlaufgeschwindigkeit etwa 3000 U/min . . . 15 000 U/min, sowie

- ein **Hauptstromverhalten**, d. h. starker Rückgang der Umlaufgeschwindigkeit · bei steigendem Last-Drehmoment.

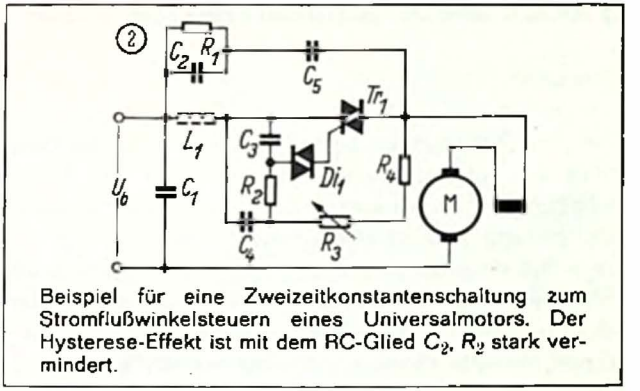
Die eine Schaltung

Das **Bild 2** enthält den Schaltplan. In dieser Schaltung dienen als **HF-Störschutz** einerseits der Kondensator C_1 mit 220 nF und die **Störschutzdrossel** L_1 mit 100 µH . . . 200 µH, sowie anderseits die Kondensatoren C_2 und C_5 mit je 100 nF in Verbindung mit dem die Schwingungen dämpfenden Widerstand $R_1 \approx 180\ \Omega$.
Die Kombination aus C_1 und R_1 in Reihe mit C_5 hat zusätzlich die Aufgabe das Schalten des Motorstromes zu erleichtern. Der Motor stellt nämlich eine **induktive Last** dar, d. h. eine Last, die als Reihenschaltung eines Wirkwiderstandes mit einer Induktivität aufzufassen ist.
Diese Schaltung entspricht im übrigen weitgehend der auf Seite 10 behandelten Schaltung.

Schaltteilliste zu Bild 2

Für 220 V, 50 Hz Netzwechselspannung gilt beispielsweise, wie zum Teil bereits erwähnt:

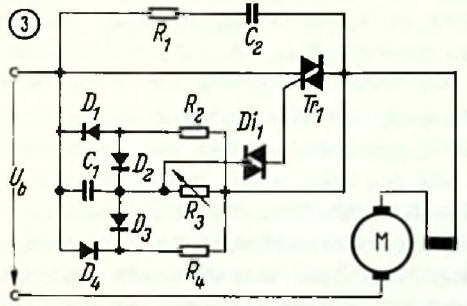
		$C_3 \approx 100$ nF
$R_1 \approx 180\ \Omega$	$R_4 \approx 68$ kΩ	$C_4 \approx 100$ nF
$R_2 \approx 51\ \Omega$	$C_1 \approx 220$ nF	$C_5 \approx 100$ nF
$R_3 \approx 250$ kΩ, linear.	$C_2 \approx 100$ nF	$L_1 \approx 200$ µH



Beispiel für eine Zweizeitkonstantenschaltung zum Stromflußwinkelsteuern eines Universalmotors. Der Hysterese-Effekt ist mit dem RC-Glied C_2, R_2 stark vermindert.

Vierdiodenschaltung

Diese mit **Bild 3** veranschaulichte Schaltung baut sich auf der Schaltung auf, deren Schaltplan auf Seite 13 gezeigt ist. Mit den vier Dioden wird der Kondensator C_1 auch dann im Verlauf jeder Halbwelle entladen, wenn es zu keiner Entladung über den Diac kommt. Hiermit vermeidet man den Hysterese-Effekt. Der Motor stellt eine mit Induktivität behaftete Last dar, das macht eine bezüglich beiden Halbwellen der Netzwechselspannung symmetrische Diodenschaltung erforderlich. Näheres über die Funktion der so verwendeten Dioden findet man in dem Band „Triacs und Thyristoren 1" — Grundlagen (Verlag Frech Stuttgart).



Vierdiodenschaltung zum Stromflußwinkelsteuern eines Universalmotors. Mit den vier Dioden wird der Hysterese-Effekt unterbunden. Die Diodenschaltung muß mit Rücksicht auf die Motor-Induktivität symmetrisch ausgeführt sein.

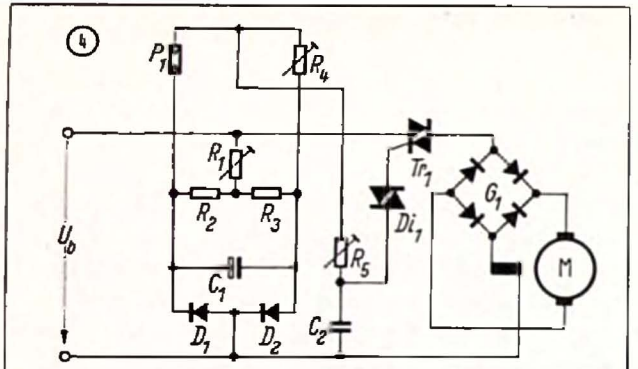
Bemessungshinweis für 220 V, 50 Hz:

$R_1 \approx 100\ \Omega$
$R_2 \approx 22\ k\Omega$
$R_3 \approx 500\ k\Omega$ linear
$D_1 \ldots D_4$ für 400 V
$R_4 \approx 22\ k\Omega$
$C_1 \approx 100\ nF$
$C_2 \approx 100\ nF$

Selbstverständlich kann anstelle von R_1 und C_1 hier auch die aus R_1, C_1, C_5 und L_1 bestehende Schaltung nach Bild 2 eingesetzt werden.

Schaltung für zwei Drehrichtungen

Will man den Widerstandswert eines Stellgliedes bei Unterschreiten des Sollwertes einer Temperatur, einer Beleuchtungsstärke oder einer anderen zu überwachenden Größe im einen Sinn und bei Überschreiten dieses Sollwertes im anderen Sinn ändern, so braucht man dazu die zwei Drehrichtungen eines Motors, der den Stellwiderstandswert passend verändert. Steht zum Betrieb des Motors die Netzwechselspannung zur Verfügung, so wählt man zum Verstellen des Stellwiderstandes einen Universalmotor.
Die zwei benötigten Drehrichtungen erhält man, indem man z. B. den Motoranker in die Gleichstromdiagonale eines Graetzgleichrichters legt und diesen Gleichrichter mit der Motor-Feldwicklung in Reihe schaltet. Dabei wird der Motoranker stets in derselben Richtung von Strom durchflossen, während die Stromrichtung in der Feldwicklung mit dem Vorzeichen der Spannungshalbwellen wechselt. Ein Auswirken einmal nur die positiven und ein andermal nur der negativen Halbwellen der Netzwechselspannung läßt sich mit zwei antiparallel geschalten Thyristoren oder mit einem Triac unter Zuhilfenahme einer passenden Steuerschaltung leicht erreichen.
In der Schaltung gemäß **Bild 4** wird der Stromdurchgang durch den Triac jeweils entweder nur während der positiven oder nur während der negativen Halbwellen



Schaltung, in der über einen Fühler (hier Photoleiter P_1) Drehsinn und Drehgeschwindigkeit eines Universalmotors gesteuert werden. An R_4 wird auf den Sollwert der den Fühler beeinflussenden Größe (hier Licht- oder Infrarot-Strahlungsdichte) abgeglichen. An R_1 stellt man den Totbereich ein. An R_5 wählt man den Zusammenhang zwischen Betrag der auf den Fühler einwirkenden Größe und Motorumlaufgeschwindigkeit.

der Netzwechselspannung U_b gestartet. In Bild 4 ist als Fühler, der den Motorumlauf zu steuern hat, ein Photoleiter (CdS-Widerstand) eingetragen. Die Rolle der beeinflussenden Größe spielt hierbei eine Licht- oder Infrarot-Strahlung.

Anstelle des Photoleiters könnte ein Heiß- oder Kaltleiter bzw. auch eine Magnetdiode bei Anpassen der Widerstandswerte R_1 ... R_4 für die Temperatur bzw. für ein Magnetfeld als Einflußgröße verwendet werden.

Den Wert, für den der Stillstand des Motors gelten soll, wählt man mit Einstellen des Widerstandes R_4. Man macht den Wert von R_4 gleich dem Widerstandswert, den der Fühler (hier P_1) für Stillstand des Motors annehmen soll. Das entspricht in gewissem Sinne dem Mittelabgriff der Spannung am Kondensator C_1. Diese Spannung entsteht aufgrund der mit den Dioden D_1 und D_2 erreichten Vollweggleichrichtung.

Nimmt der Widerstandswert von P_1 ab (erhöhte Einstrahlung), so verschiebt sich der „Abgriff" der Spannung am Kondensator C_1 im Effekt nach der Seite des Pluspols dieser Spannung. Das wirkt sich als zusätzliches positives Aufladen des Kondensators C_2 gegen den in Bild 4 unten eingetragenen Netzspannungspol aus. Hieraus folgt für diesen Kondensator bei positiven Halbwellen der Netzwechselspannung ein höheres Ansteigen des Betrages der Spannung als bei den negativen Halbwellen. Außerhalb des **Totbereiches** (d. h. des Einflußgrößen-Wertebereichs, dem der Motor-Stillstand zugeordnet sein soll) wird hierbei ein Starten des Triac-Stromdurchgangs nur während der positiven Netzspannungs-Halbwellen erreicht.

Würden so einmal die positiven Netzspannungs-Halbwellen und ein andermal lediglich die negativen Netz-

spannungshalbwellen, sowohl für den Motor-Anker wie auch für das Motorfeld zur Geltung kommen, so wäre damit ein Wechsel des Ankerumlaufsinns nicht zu bewirken.
Man muß deshalb, wie bereits bemerkt, den Vorzeichenwechsel entweder für den Ankerstrom oder für den Feldstrom vermeiden.
Das geschieht mit Hilfe eines Brückengleichrichters (Graetzgleichrichters). In der Schaltung nach Bild 4 ist demgemäß der Motoranker in die Gleichstromdiagonale des Graetzgleichrichters gelegt.
Den Einstrahlungs-Wertebereich, für den der Stillstand des Motors gelten soll, wählt man am Widerstand R_1. Je höher der eingestellte Widerstandswert R_1 ist, desto größer fällt dieser Bereich (der Totbereich) aus.
Mit dem Einstellen des Widerstandes R_5 beeinflußt man den Anstieg der Motor-Umlaufgeschwindigkeit für die Fälle, in denen der Wert der Einstrahlung außerhalb des Totbereiches zu- bzw. abnimmt.

Bemessungshinweis für 220 V, 50 Hz

$R_1 \approx 10$ kΩ linear	$R_4 \approx$ linear*	$C_2 \approx 100$ nF
$R_2 \approx 6{,}8$ kΩ	$R_5 \approx 25$ kΩ linear	D_1 für 400 V
$R_3 \approx 6{,}8$ kΩ	$C_1 \approx 10$ µF	D_2 für 400 V

G_1, Th_1 passend zu Motor

* Mittelwert passend zu dem Photoleiter-Widerstandswert, dem etwa die Mitte des Totbereiches zugeordnet ist.

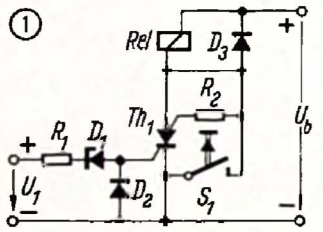
Wenn auch in der Originalschaltung nicht enthalten, sei doch empfohlen, den Triac mit der Reihenschaltung eines Kondensators von 100 nF und eines Widerstandes von 100 Ω zu überbrücken (siehe Bild 3, Seite 69).

Schaltungen mit Thyristor-Tetroden

Relais elektronisch gehalten

Mitunter soll das Auftreten eines Spannungsimpulses oder das sonstige vorübergehende Überschreiten eines Spannungswertes einen Wechsel in einen Schaltzustand verursachen, der verbleibt, bis er mit Betätigen eines Schalters rückgängig gemacht wird. Dazu dient vielfach ein Relais mit **Selbsthaltekontakt**, d. h. mit einem Kontakt, der den Erregerstrom des Relais bei angezogenem Anker sicherstellt. Selbsthaltekontakte versagen bei sehr kurzem Einwirken von Impulsen. Dafür muß man den Schaltzustand elektronisch festhalten. Hierzu eignen sich Thyristoren.

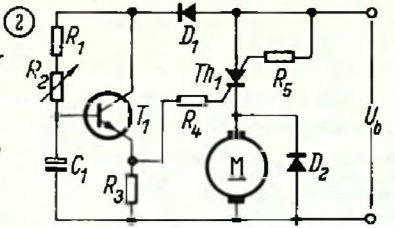
In der Schaltung nach **Bild 1** wird der Stromdurchgang durch die Thyristor-Tetrode Th_1 gestartet, sobald die Spannung U_1 ihren Ansprechwert: Summe aus der Z-Spannung der Z-Diode (mit dem zum Bild genannten Wert von 5 V) und der zum Starten des Stromdurchgangs durch die Thyristor-Tetrode notwendigen Katodenstarter-Katoden-Spannung (einige Zehntel Volt) erreicht. Mit dem Strom durch die Thyristor-Tetrode wird das Anziehen des Relaisankers bewirkt. Den Stromdurchgang durch die Thyristor-Tetrode unterbricht man mit dem Drücken des Tastschalters S_1. Der Relaisanker fällt ab, sobald der Tastschalterkontakt wieder geöffnet wurde und die Spannung U_1 währenddem ihren Ansprechwert unterschreitet.



In dieser Schaltung bleibt der Relaisanker selbst dann angezogen, wenn der Wert der Spannung U_1 den im wesentlichen mit der Referenzspannung der Z-Diode gegebenen Wert auch nur kurzzeitig überschritten hat. Das Abfallen des Relaisankers bewirkt man mit Betätigen des Tastschalters S_1.
Bemessungshinweis zu einer Speisespannung U_b = 24 V: $R_1 \approx 1$ kΩ, $R_2 \approx 3$ kΩ, D_1 = BZY 85 C 4 V 7, D_2 = D_3 = BAY 44 Th_1 = BRY 20, Rel 1 kΩ. Alle Halbleiter-Bauelemente Siemens.

Drehgeschwindigkeits-Steuern eines Gleichstrom-Kleinmotors

Es handelt sich hier um den Betrieb des Motors an Wechselspannung (6 V, 50 Hz) und um Stromflußwinkelsteuerung. An der Stelle einer Kippdiode oder einer Kippdiodenschaltung, wie man sie für Thyristor-



Beeinflussen der Drehgeschwindigkeit eines Gleichstrom-Kleinmotors. Die Schaltung liegt an 6 V, 50 Hz Wechselspannung. Am Widerstand R_2 wird der Stromflußwinkel eingestellt.
Bemessungshinweis: $R_1 \approx 560\ \Omega$, $R_2 \approx 50\ k\Omega$, linear, $R_3 \approx 2{,}7\ k\Omega$, $R_4 \approx 27\ k\Omega$, $R_5 = 5\ k\Omega$, $C_1 \approx 2{,}2\ \mu F$, $D_1 = D_2$ = BAY 44, T_1 = BCY 58, Th_1 = BRY 20, Motor: wenigstens 10 Ω Widerstand, hochstens 670 mW. Alle Halbleiter-Bauelemente Siemens.

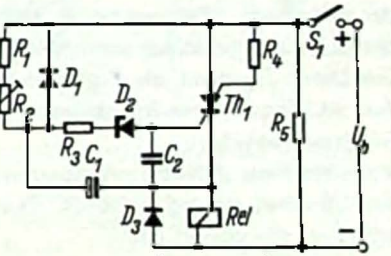
Trioden üblicherweise verwendet, dient im vorliegenden Fall ein Transistor **(Bild 2)**.

Wie sonst wird der Kondensator des Zeitgliedes (hier $R_1 + R_2$ mit C_1) während jeder positiven Halbwelle der Wechselspannung U_b über die Diode D_1 aufgeladen. Je kleiner man den Widerstandswert R_2 einstellt, desto eher werden mit dem um die Durchlaßspannung der Diode D_1 verminderten (positiven) Augenblickswert der Spannung U_b der Kondensator C_1 auf die Schleusenspannung der Basis-Emitter-Diode des Transistors T_1 aufgeladen und damit der Stromdurchgang durch diesen Transistor erreicht. Die dann am Widerstand R_4 auftretende Spannung startet den Strom durch die Thyristor-Tetrode. Stromflußwinkel und Drehgeschwindigkeit nehmen mit Vermindern von R_2 zu.

Schaltung für verzögertes Anziehen des Relaisankers

Wie sonst, wird auch hier **(Bild 3)** die Anzugsverzögerung des Relaisankers (die Relais-**Ansprechverzögerung**) mit einem aus Widerstand ($R_1 + R_2$) und Kondensator C_1 bestehenden Zeitglied erreicht.

Nach Schließen des Schalters S_1 wird der Kondensator C_1 aufgeladen. Wenn die Kondensatorspannung dabei bis auf die Summe aus der Referenzspannung (der Z-Spannung) der Z-Diode D_2 und der zum Starten des Stromdurchgangs durch die Thyristor-Tetrode Th_1 notwendigen Spannung angestiegen ist, setzt der Strom durch diese und das Relais ein, womit das Relais seinen Anker anzieht. Das geschieht bei einer

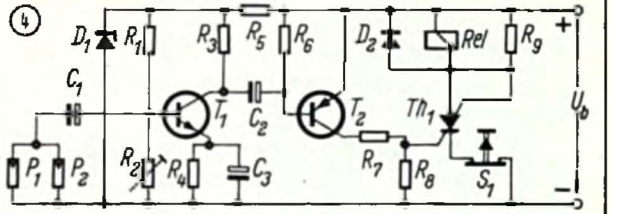


Verzögerungsschaltung für 100 ms bis 10 s Verzögerung des Relaisanker-Anziehens nach Schließen des Schalters S_1.
Bemessungshinweis für eine Speisegleichspannung von 24 V: $R_1 \approx 2\ k\Omega$, $R_2 \approx 500\ k\Omega$, linear, $R_3 \approx 2\ k\Omega$, $R_4 \approx 200\ \Omega$, $R_5 \approx 10\ k\Omega$, $C_1 \approx 25\ \mu F$, $C_2 \approx 10\ nF$, Rel 1,25 kΩ, D_1 = BAY 44, D_2 = BZY 83, C 16 V 5, D_3 = BAY 44, Th_1 = BRY 20. Alle Halbleiter-Bauelemente Siemens.

Kondensatorspannung von rund 16 V, d. h. beim (16 V: 24 V ≈ 0,67)-fachen der Speisespannung.
Hieraus folgt eine maximale Verzögerungszeit von etwa $C_1 \cdot R_2$, d. h. mit $C_1 \approx 25\,\mu F$ und $R_2 \approx 500\,k\Omega$ von $(25 \cdot 10^{-6}\,A \cdot s : V) \cdot 0{,}5 \cdot 10^6\,V : A \approx 12\,s$. Mit $R_2 = 0$ ergäbe sich dementsprechend 12 s · 2 : 500 = 24 ms : : 0,5 = 48 ms. Statt dessen wird man wegen des unvermeidbaren Restwiderstandes von R_2 nur bis auf etwa 100 ms herunterkommen können.
Nach Starten des Stromdurchgangs durch die Thyristor-Tetrode wird der Kondensator C_1 sofort über die Diode D_1 auf die Anoden-Katoden-Restspannung der Thyristor-Tetrode entladen. Nach Öffnen des Schalters geht das Entladen des Kondensators über die Diode D_1 weiter. So ergibt sich eine **Wiederbereitschaftszeit** der Schaltung (Zeitspanne, in der der Ruhezustand der Schaltung praktisch erreicht ist) von nur 20 ms.
Die Diode D_3 dient als Freilaufdiode. Sie ermöglicht das Abklingen des Relaisstromes bei Sperren der Thyristor-Tetrode.
Man beachte, daß die Verzögerungszeitspanne von der Speisespannung abhängt. Diese sollte deshalb unbedingt stabilisiert sein!

Lichtimpulsrelais

Zweck dieses Relais, dessen Schaltung **Bild 4** veranschaulicht, ist es, ein Relais ansprechen zu lassen,



Lichtimpulsrelais. Als Fühler dienen — der Sicherheit halber — zwei einander parallelgeschaltete Photoelemente. Bei plötzlichem Einwirken von Licht auf wenigstens eines der Photoelemente werden der Transistor T_1 entsperrt und so über den Transistor T_2 der Stromdurchgang durch die Thyristor-Tetrode gestartet. Das Abfallen des Relaisankers, der aufgrund dieses Stromes angezogen war, erreicht man mit Drücken des Tastschalters S_1. Bemessungshinweis für U_b = 24 V: $R_1 \approx 100\,k\Omega$, $R_2 \approx 50\,k\Omega$, linear, $R_3 \approx 30\,k\Omega$, $R_4 \approx 5\,k\Omega$, $R_5 \approx 1\,k\Omega$, $R_6 \approx 20\,k\Omega$, $R_7 \approx 10\,k\Omega$, $R_8 \approx 5\,k\Omega$, $R_9 \approx 5\,k\Omega$, $C_1 \approx C_2 \approx C_3 \approx 100\,\mu F$, D_1 = BZY 83/C 12, D_2 = BAY 44, T_1 = BCY 58, T_2 = BCY 78, Th_1 = BRY 20, Rel = kleines Rundrelais 6 V 23006, Relais und Halbleiter-Bauelemente Siemens.

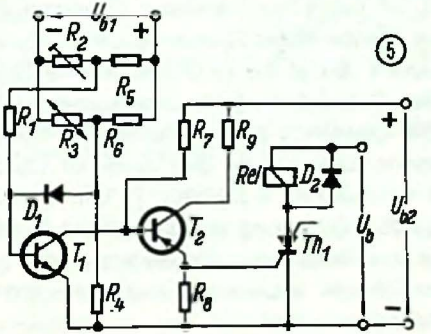
wenn ein Lichtimpuls wenigstens eines der beiden Photoelemente trifft oder wenn das wenigstens eines der beiden Photoelemente treffende Licht auch nur kurzzeitig unterbrochen wird. Das Wiederabfallen des Relaisankers soll erst mit dem Betätigen eines Tastschalters bewirkt werden.

Am Widerstand R_2 gleicht man die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 so ab, daß dieser Transistor im Ruhezustand der Schaltung eben noch gesperrt bleibt. Im Ruhezustand der Schaltung erhält der Transistor T_2 keinen Basisstrom und verharrt so ebenfalls im Sperrzustand. Dabei unterbleiben ein Strom durch den Widerstand R_8 und deshalb an ihm eine Spannung, die den Stromdurchgang durch die Thyristor-Tetrode starten könnte.

Ein plötzlich auf wenigstens eines der beiden Photoelemente einwirkendes Licht bewirkt das abrupte Auftreten einer Photoelement-Spannung. Der hiermit gegebene Spannungssprung wird über den Kondensator C_1 auf die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 als positiver Spannungsimpuls übertragen. Dieser Impuls entsperrt den Transistor T_1. Damit ergibt sich für ihn ein Collectorstromimpuls, der durch den Widerstand R_3 geht. Das bedeutet einen sprunghaften Rückgang der (positiven) Spannung des Collectors von T_1 gegen den Speisespannungs-Minuspol und — übertragen über den Kondensator C_2 einen negativen Basis-Emitter-Spannungsimpuls für den pnp-Transistor T_2. Hiermit wird dieser Transistor durchgeschaltet. Die Folge ist ein Strom auch durch den Widerstand R_8. Die hierzu gehörende Spannung startet den Stromdurchgang durch die Thyristor-Tetrode.

Temperatur-Regelschaltung

Diese Schaltung besteht aus einer Brückenanordnung mit einem Heißleiter als Temperaturfühler und einem Abgleichwiderstand, aus einem zweistufigen Schalterverstärker und aus dem Thyristor-Tetroden-Teil **(Bild 5)**. Jeder dieser Teile ist gesondert gespeist.



Temperatur-Regelschaltung mit Heißleiter als Temperaturfühler und Heizwiderstand bzw. Relais zum Schalten des Heizstromes. Bemessungshinweis für U_b = 20 V, 50 Hz, U_{b1} = 20 V Gleichspannung und U_{b2} = 12 V Gleichspannung: $R_1 \approx$ 18 kΩ, $R_2 \approx$ 50 kΩ, linear, R_3 = Heißleiter K 22/250 kΩ, $R_4 \approx$ 27 Ω, $R_5 \approx R_6 \approx$ 18 kΩ, $R_7 \approx$ 100 kΩ, $R_8 \approx$ 5 kΩ, $R_9 \approx$ 2,2 kΩ, D_1 = BZY 83 D 1, D_2 = BAY 44, $T_1 = T_2$ = BCY 58, Th_1 = BRY 20, Rel 400 Ω oder statt Rel und D_2 Heizwiderstand 40 Ω. Alle Halbleiter-Bauelemente Siemens.

In der Brückendiagonale liegt die Reihenschaltung eines Widerstandes R_1 mit der Antiparallelschaltung der Diode D_1 und — abgesehen von R_4 — der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1. An R_2 wird die Brücke so abgeglichen, daß die Brückendiagonalspannung für den Temperatur-Sollwert den Wert Null annimmt.

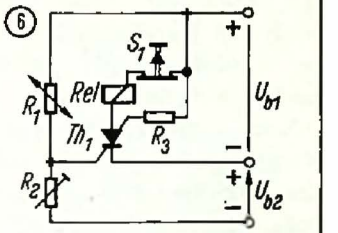
Sinkt die zu überwachende Temperatur unter ihren Sollwert, so bleibt der Transistor T_1 wegen der dann positiven Emitter-Basis-Spannung (Wert R_3 jetzt höher) gesperrt. Steigt die zu überwachende Temperatur über ihren Sollwert, so folgt daraus eine positive Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1. Hiermit wird er entsperrt. Das hat für den zuvor im Durchschaltzustand befindlichen Transistor T_2 den Sperrzustand zur Folge. Die Spannung am Widerstand R_8 fällt somit weg und das Starten des Stromdurchgangs durch die Thyristor-Tetrode unterbleibt, was ein Unterbrechen des Heizstromes bewirkt.

Die Z-Diode D_1 (Typ, der im Durchlaß betrieben wird und deshalb nur eine Z-Spannung von 0,7 V aufweist) dient zum Schutz des Transistors T_1.

Eine solche im Durchlaß betriebene Z-Diode wird auch **Stabilisator-Diode** genannt.

Ein Grenzwertmelder

Eine solche Anordnung betätigt — im allgemeinen über ein Relais — eine Alarmeinrichtung (z. B. eine Hupe oder Klingel), wenn ein (eingestellter) Grenzwert einer mit einem Fühler zu überwachenden Größe im zu vermeidenden Sinn passiert wird.



Einfache Grenzwertmelder-Schaltung mit Thyristor-Tetrode.

In der Grenzwertmelder-Schaltung nach **Bild 6** liegt der aus dem Fühler mit dem Widerstand R_1 und dem Einstellwiderstand mit dem eingestellten Wert R_2 bestehende Spannungsteiler an einer 24-V-Gleichspannungsquelle, deren Mittelpunkt herausgeführt ist. Mit diesem Mittelpunkt steht die Kathode der Thyristor-Tetrode in Verbindung.

Wenn das Verhältnis des zum Sollwert der zu überwachenden Größe gehörenden Wertes $R_1 = R_{1s}$ zu dem eingestellten Wert R_2 etwa die Zahl 0,92 unterschreitet, wird der Stromdurchgang durch die Thyristor-Tetrode Th_1 gestartet. Das bedeutet Erregen des Relais und Alarm.

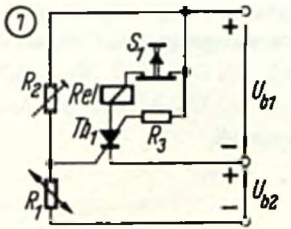
Die Zahl 0,92 folgt mit der Annahme, daß zum Starten des Stromdurchgangs eine Spannung von 1 V erforderlich ist; aus.

$$\frac{R_{1s}}{R_2} = \frac{12\,V - 0{,}5\,V}{12\,V + 0{,}5\,V} = \frac{11{,}5}{12{,}5} \approx 0{,}92$$

Mit Drücken der Taste S_1 werden der Strom unterbrochen und die Thyristor-Tetrode in den Blockierzustand zurückversetzt.

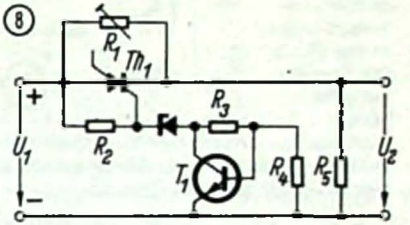
Bild 7 zeigt eine Variante dieser Schaltung. Fühler und Einstellwiderstand sind gegenüber der Schaltung nach Bild 6 miteinander vertauscht. Dabei ergibt sich das Starten des Stromdurchgangs, wenn $R_{1s} : R_2$ etwa die Zahl 1,09 überschreitet.

Bemessungshinweis: Fühlerwiderstandswert R_{1s} zum Sollwert der zu überwachenden Größe 1 kΩ ... 500 kΩ, dazu R_2 dementsprechend 2 kΩ ... 1 MΩ, R_3 100 kΩ, Rel 200 Ω, Th_1 Thyristor-Tetrode (vom Hersteller des hier zugrunde gelegten Typs 3 N 89, der General-Electric, abschaltbarer Planar pnpn-Thyristor genannt)



Variante zu der Schaltung nach Bild 6.

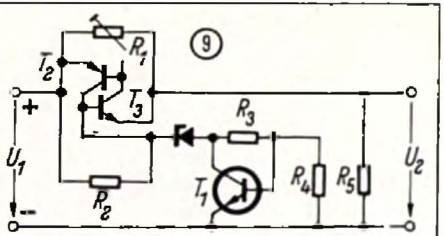
Spannungsstabilisator



Gleichspannungsstabilisator-Schaltung mit Thyristor-Tetrode als Stellglied, Transistorschaltung zur Kompensation des Temperatureinflusses auf die Ausgangsspannung und Vorlast zum Festhalten der Ausgangsspannung auch im Leerlauf.

Diese Schaltung **(Bild 8)** ist im vorliegenden Zusammenhang insofern besonders bemerkenswert, als in ihr die Thyristor-Tetrode nicht als Thyristor sondern als Kombination zweier Transistoren zur Geltung kommt. Es handelt sich hierbei um ein pnp-Transistorsystem (anodenseitig) und um ein npn-Transistorsystem.

Die Thyristor-Tetrode ist in der Tat die Kombination zweier Transistorsysteme, wobei der Collector des einen Systems gleichzeitig die Basis des anderen Systems darstellt. Dies kommt in dem **Bild 9** zum Ausdruck. In den Bildern 8 und 9 sind der Transistor T_1 sowie die Widerstände R_3 und R_4 zusätzlich enthalten.



Die Schaltung nach Bild 8 ist hier wiederholt, wobei an der Stelle des Thyristor-Tetroden-Schaltzeichens die Kombination zweier Transistor-Schaltzeichen eingetragen ist. Diese Kombination entspricht hier völlig der Thyristor-Tetrode.

Der damit gebildete Schaltungsteil hat für die Funktion der Schaltung keine Bedeutung. Er trägt lediglich zu der Referenzspannung der mit ihm in Reihe liegenden Z-Diode bei. Mit ihm verhindert man einen störenden Temperatur-Einfluß auf die eben erwähnte Gesamtspannung: Beide Teile der Schaltung haben einander entgegengesetzte Spannungs-Temperaturkoeffizienten. R_5 stellt eine Vorlast dar. Damit wird U_2 auch bei Leerlauf eingehalten.

Wie mit der Bezeichnung »Spannungsstabilisator« angedeutet, soll die Ausgangsspannung U_2 von den Schwankungen der Eingangsspannung U_1 weitgehend unbeeinflußt bleiben.

Die **Ausgangsspannung** U_2 ist die Summe aus

- der Referenzspannung der Z-Diode, hier etwa 7,5 V,
- der Spannung U_{CE} am Transistor T_1, nämlich mit $R_3 = 3{,}3\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 1{,}5\ \text{k}\Omega$ und U_{BE}, wie üblich, $\approx 0{,}7$ V:

$$U_{CE} \approx 0{,}7\ \text{V} \cdot (R_3 + R_4) : R_4$$
$$= 0{,}7\ \text{V} \cdot 4{,}8 : 1{,}5 \approx 2{,}2\ \text{V},$$

- dem negativ einzusetzenden Wert der Basis-Emitter-Spannung des npn-Transistorsystems T_3,

d. h. ungefähr 7,5 V + 2,2 V — 0,7 V = 9 V.

Die **Eingangsspannung** U_1 übersteigt die Ausgangsspannung U_2 um die Anoden-Katoden-Spannung der Thyristor-Tetrode.

Nimmt die Eingangsspannung zu, so wird auch die Spannung am Widerstand R_2 höher. Hierzu gehört eine Zunahme der Emitter-Basis-Spannung des Transistors T_2. Dies bedeutet eine Abnahme der Basis-Emitter-Spannung des npn-Transistors T_3, was einen Rückgang des Basisstrombetrages für den Transistor T_2 zur Folge hat. Demgemäß steigt der Thyristor-Tetroden-Durchgangswiderstand an, womit die Zunahme der Eingangsspannung aufgefangen wird.

Bemessungshinweis: $R_1 = 18\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 1\ \text{M}\Omega$, $R_3 = 3{,}3\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 1{,}5\ \text{k}\Omega$, $R_5 = 3{,}3\ \text{k}\Omega$, $D_1 =$ ZF, 7,5, $T_1 =$ BC 170 A, $Th_1 =$ BRY 46. Alle Halbleiter-Bauelemente Intermetall.

Sachverzeichnis

Abkühlzeitkonstante 26
Ankerwicklung 67
Antiparallelschaltung (Thyristoren) 18, 24
Antireihenschaltung (Thyristoren) 10
Anzugsverzögerungsschaltung 77
Ausräumstrom 29
Benzinmotor-Zündschaltung 64
Blindstromkompensation (Leuchtstofflampen) 16
Brückengleichrichter = Graetzgleichrichter 19
Bürsten (Motor) 67
CdS-Widerstand 57
Dämmerungsschalter 54
Diac 20
Dimmer 7
Drehgeschwindigkeitssteuern 72
Drehrichtungswechsel 69
Durchbrennen (Glühlampe) 8
ED 35
Emitter geshuntet (Thyristor) 22
Einschaltdauer (relative) 35
Elektronische Selbsthaltung 72
Ersatzschaltung (Thyristor-Tetrode) 78
Erwärmungszeitkonstante 26
Feldwicklung 67
Fotoleiter 56
Fotowiderstand 56
Freilaufdiode 28
Gleichspannungsbetrieb mit Thyristoren 25
Gleichstromkleinstmotor-Steuerung 72
Glimmröhre als Triggerdiode 24
Glühlampensteuern 8
Graetzgleichrichter 19
Grenzwertmelder 76
Hauptstromverhalten (Motor) 68
Hystereseeffekt 11
Impulsperiodendauer 35
Integrierte Schaltungen (Arten) 45
Integrierte Thyristor- und Triac-Steuerschaltungen 46
Kleinstmotorsteuerung 72
Kollektor (Motor) 67
Kontaktprellen 66
Läuferwicklung 67
Laststromimpulsdauer 35
Leuchtstofflampenarten 15
Leuchtstofflampen-Blindstromkompensation 16
Leuchtstofflampen-Dimmer 14
Lichtimpulsrelais 74
Löschkondensator 29
Löschthyristor 29, 36, 37
Motor-Steuerschaltungen 67
Motor-Zündschaltung (Benzinmotor) 64
Nachleuchtdauer (Leuchtstofflampen) 15
Nullspannungsschalter 47
Photoleiter 56
Photowiderstand 56
Prellen (Kontakte) 66
Pulsfrequenz 36
Regelschaltungen (Temperatur) 60 . . . 63, 75

Relais elektronisch gehalten 72
Relative Einschaltdauer 35
Rotorwicklung 67
Schalterthyristor 32
Schaltintervall 54
Selbsthaltekontakt (Relais) 72
Selbsthaltung elektronisch 72
Spannungsstabilisator 77
Sperrkondensator 29
Sperrthyristor 29, 36, 37
Spezifischer Widerstand 27
Spieldauer 35
Stabilisatordiode 76
Ständerwicklung 67
Startertransformator 21, 22, 53
Starterwicklung 67
Steuerschaltungen (Elektromotoren) 68 . . . 73
Störschutzdrossel 10
Symmetrische Triggerdiode 20
Temperaturregelschaltung 60 . . . 63, 75
Thyristorantiparallelschaltung 18, 24
Thyristorantireihenschaltung 10
Thyristor in Graetzgleichrichter 20
Thyristor mit geshuntetem Emitter 22
Thyristor-Schaltungen (Gleichspannungsbetrieb) 25 . . . 44
Thyristor-Schaltungen (Wechselspannungsbetrieb) 18 . . .24, 46, 47, 52, 60 . . . 63, (72 . . . 78)
Thyristortetroden-Schaltungen 72 . . . 78
Thyristor-Zündschaltung (Benzinmotor) 64
Triac-Schaltungen 7 . . . 15, 57 . . . 59, 67 . . . 71
Umladedrossel 36, 41
Vierdiodenschaltung 13, 67, 68
Vorlast (Leuchtstofflampendimmer) 16
Wärmeabgabezahl 27
Wärmekapazität 26
Wärmeleitwert 27
Wärmewiderstand 26
Wiederbereitschaftszeit 74
Zeitglied 10
Zündhilfe (Leuchtstofflampen) 16
Zündschaltung (Benzinmotor) 65
Zündtransformator 21, 22, 53
Zweidiodenschaltung 12
Zweidrehrichtungssteuerung 69
Zweipunktregler 60
Zweizeitkonstantenschaltung 11, 67

Der Metallschweißer aus der Tube

(UHU-plus oft besser als Löten, Nieten, Schrauben, Schweißen!)

UHU-plus klebt nicht nur Stahl auf Stahl oder Aluminium auf Eisen. Es „verschweißt" praktisch alles unlösbar mit- und untereinander. Von Buntmetallen bis zu gehärteten Kunststoffen. Von Bakelit bis zu Porzellan. Die Festigkeit der Klebung beträgt max. 300 kg pro cm². Ein Plus um die verschiedensten Werkstoffe bombenfest zu verbinden.

UHU plus®

UHU-Werk H. u. M. Fischer,
758 Bühl (Baden)

aus dem Inhalt Band 1

Der Thyristor · Der Triac · Thyristor und Triac als einfache Schalter · Trigger zum Starten des Stromdurchgangs · Stromfluß-winkel-Beeinflussung · Hysterese-Effekt · Triac bzw. Thyristor als Wechselstrom-schalter · HF-Störungen · Sachverzeichnis

aus dem Inhalt Band 2

Triac-Schaltungen für Dimmer · Steuern mit Thyristoren · Thyristor im Betrieb an Gleich-spannung · Integrierte Schaltung zum Steu-ern von Thyristoren und Triacs · Dämme-rungs-Schalter mit Triacs · Motor-Zündschal-tung · Temperatur-Regelschaltung